

Mitteilung aus dem Schaltwerk der Siemens-Schuckertwerke AG, Berlin-Siemensstadt

E. NITSCHKE

Siliziumgleichrichter

DK 621.314.63:669.782

Die Reihe der technisch wichtigen Halbleiter ist in den letzten Jahren um die halbleitenden Elemente Germanium und Silizium der 4. Gruppe des periodischen Systems erweitert worden, die im chemischen reinen Zustand relativ hochohmige Eigenhalbleiter darstellen. Durch den Einbau von Fremdatomen der 5. Gruppe des periodischen Systems in das Kristallgitter werden diese Halbleiter in Überschulhalbleiter (*n*-Leitung) verwandelt. Umgekehrt werden sie durch den Einbau von Elementen der 3. Gruppe des periodischen Systems zu Defekthalbleitern (*p*-Leitern). Shockley [1] hat gezeigt, daß durch Erzeugung eines Überganges von *p*- zu *n*-Leitung im Inneren eines einheitlichen einkristallinen Halbleiterkörpers Gleichrichter hergestellt werden können, die eine relativ hohe Durchlaßstromdichte bei hoher Sperrspannung aufweisen, wenn wenigstens eine der beiden Halbleiterzonen hochohmig ist.

Für die Herstellung derartiger *p-n*-Gleichrichter stehen die Halbleiter Germanium und Silizium zur Wahl. Voraussetzung ist die Bereitstellung eines sehr reinen Ausgangsmaterials in einkristalliner Form ohne Gitterstörungen mit nur einem Fremdatom auf 10^8 Atome. Dabei ist das Germanium technologisch wegen seines niedrigeren Schmelzpunktes leichter zu handhaben als das Silizium. Entscheidend für die Wahl des Halbleiters ist, daß der Sperrstrom der *p-n*-Gleichrichter exponentiell mit steigender Temperatur anwächst und außerdem exponentiell mit der Breite des verbotenen Bandes, einer Naturkonstanten des Halbleiters, abnimmt. Ein *p-n*-Gleichrichter muß also für eine vorgegebene Leistung in einem bestimmten Baumuster von vornherein so dimensioniert werden, daß die wenig temperaturabhängigen Verluste in Durchlaßrichtung die stark temperaturabhängigen Sperrverluste weit überwiegen, damit sich eine stabile Betriebstemperatur einhalten läßt [2]. Bei einem *p-n*-Gleichrichter aus Germanium, das eine Breite des verbotenen Bandes von 0,72 eV besitzt, ist aus diesen Gründen die maximale Betriebstemperatur auf etwa 65 °C beschränkt, wobei meist die Sperrspannung unter den maximalen Wert abgesenkt werden muß, um die Sperrverluste in zulässigen Grenzen zu halten. Bei einem *p-n*-Gleichrichter aus Silizium, bei dem die Breite des verbotenen Bandes mit 1,12 eV erheblich größer als beim Germanium ist, kann dagegen die Betriebstemperatur des Gleichrichters auf über 100 °C bei Spitzensperrspannungen von 600 V gesteigert werden. Die höhere zulässige Betriebstemperatur des Siliziumgleichrichters vereinigt also den Vorteil der höheren ausnutzbaren Sperrspannung mit dem der erleichterten Abführung der im Gleichrichter erzeugten Verlustwärme. Auch Siliziumgleichrichter großer Leistung können mit einer einfachen Luftkühlung betrieben werden.

Sehr reines Silizium als Ausgangsmaterial für die Gleichrichterherstellung wird durch thermische Zersetzung von Siliziumwasser-

stoff oder durch Reduktion von Chlorsilanen in Gegenwart von Wasserstoff erhalten. Störende Verunreinigungen können z. B. durch das Zonenziehverfahren entfernt werden, bei dem die unterschiedliche Löslichkeit von Verunreinigungen in der flüssigen und der festen Phase des Siliziums ausgenutzt wird. Die Verunreinigung des so gewonnenen Siliziums ist mit analytischen Methoden nicht mehr meßbar, so daß der spezifische Widerstand (erreicht werden mittlere Werte von 1000 Ωcm) das wesentliche Kriterium für den Reinheitsgrad darstellt. Dieses hochgereinigte Silizium muß schließlich in einkristalline Form gebracht werden. Maßstab für die Kristallperfektion ist die Lebensdauer injizierter Minoritätsträger, d. h. die Zeit, in der ihre Zahl auf die 1/e-fache Menge abgeklungen ist. Heute können beispielsweise Siliziumeinkristalle von etwa 30 cm Länge und etwa 20 mm Durchmesser mit einer mittleren Lebensdauer der Ladungsträger von 500 μs hergestellt werden. Dünne Scheiben derartiger Einkristalle, die gegebenenfalls noch weiter unterteilt werden können, bilden das Ausgangsmaterial für die Gleichrichterherstellung.

Die geringe Störleitfähigkeit des so erhaltenen Siliziums wird durch Defektelekttronen hervorgerufen, es ist also *p*-leitend. Um daraus einen Gleichrichter herzustellen, muß man auf der einen Seite des Halbleiterplättchens durch eine starke *p*-Dotierung einen sperrfreien Übergang und auf der anderen Seite durch starke *n*-Dotierung den eigentlichen, die Gleichrichtung bewirkenden *p-n*-Übergang im Halbleiterkörper erzeugen. Die dotierenden Stoffe kann man z. B. durch Diffusionsvorgänge in den Halbleitergrundstoff einbauen. Ferner ist es auch möglich, Folien aus dotierenden Metallen bei erhöhter Temperatur auf das Halbleiterplättchen einwirken zu lassen, wobei der dotierende Stoff im Halbleiter gelöst wird, während bei der darauffolgenden Abkühlung entsprechend der mit fallender Temperatur sinkenden Löslichkeit der Dotierungsstoffe die geschmolzenen Halbleiterzonen einkristallin mit einer für die Gleichrichter optimalen Konzentration von Dotierungsstoffen rekristallisieren. Bei beiden Dotierungsverfahren bleibt der *p-n*-Übergang naturgemäß nicht auf das Halbleiterinnere beschränkt, sondern erstreckt sich bis an die Halbleiteroberfläche. Da an dem bis an die Halbleiteroberfläche heraustretenden Teil des *p-n*-Überganges in Sperrrichtung eine bei der hohen Sperrspannung des Siliziumgleichrichters extrem hohe Feldstärke auftritt, kann es in vielen Fällen zweckmäßig sein, ihn durch einen Ätzzvorgang von allen Verunreinigungen zu säubern.

Der so erhaltene Gleichrichter ist naturgemäß auch nach seiner Fertigstellung noch empfindlich gegen eine Verunreinigung des an der Halbleiteroberfläche befindlichen Teiles des *p-n*-Überganges, besonders gegen die Einwirkung von Luftfeuchtigkeit. Zudem muß die beim Betrieb im Gleichrichter erzeugte Verlustwärme zweckmäßigerweise an eine im Verhältnis zur Gleichrichterfläche große Kühlfläche weiter-

geleitet werden. Deshalb empfiehlt es sich, den Gleichrichter in ein beide Bedingungen berücksichtigendes Gehäuse, das mit einem trockenen Schutzgas gefüllt ist, einzubauen und damit hermetisch dicht gegen die Außenluft abzuschließen.

Die Strom-Spannungskennlinie eines Siliziumgleichrichters lässt sich in Durchlaßrichtung in der vom Selengleichrichter her gewohnten Art näherungsweise durch eine Gerade darstellen, deren Steigung einem spezifischen differentiellen Widerstand von etwa $2 \cdot 10^{-3} \Omega \text{ cm}^2$, dem Bahnwiderstand der in Durchlaßrichtung mit Ladungsträgern beiderlei Vorzeichens überschwemmten Mittelzone des Gleichrichters, entspricht und deren Verlängerung die Abszisse bei einer Schleusenspannung von etwa 0,85 V schneidet. Wegen dieses außerordentlich niedrigen Widerstandes in Durchlaßrichtung kann man den Siliziumgleichrichter in kleinsten Fassungen mit Durchlaßstromdichten bis zu etwa 15 A/cm² betreiben, die sich bei größeren Elementen mit angepaßten Kühlkörpern bei Fremdbelüftung auf etwa 160 A/cm² steigern läßt. Der Spannungsabfall am Element liegt dabei, wegen des niedrigen differentiellen Widerstandes nur geringfügig vom Arbeitspunkt abhängig, in der Größe von 1 V. Die Spitzensperrspannung der Elemente ist dabei etwa 600 V. Der spezifische Sperrwiderstand der Gleichrichter ist im Arbeitsbereich nur wenig von der Sperrspannung abhängig und erreicht bei Raumtemperatur Werte von etwa 1 M Ω . Bei diesen Betriebsbedingungen betragen die Verluste im Gleichrichter kaum 1 % der Nutzleistung, so daß mit einem Gleichrichtungswirkungsgrad von etwa 99 % gerechnet werden kann.

Als Beispiel eines derartigen Siliziumgleichrichters mit kleiner Leistung und kleinen Abmessungen sei nachstehend eine Versuchsbauform mit einer gleichrichtenden Fläche von 3 mm² beschrieben

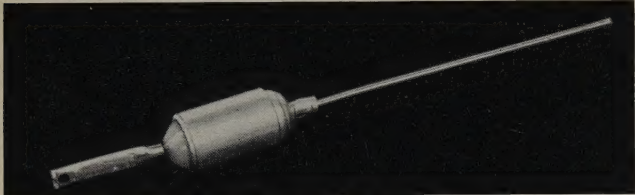


Bild 1. Siliziumgleichrichter für 0,5 A und 650 V Spitzensperrspannung

(Bild 1). Die Gleichrichtertablette ist in ein metallisches Gehäuse von 7 mm Durchmesser luftdicht eingeschlossen, dessen Oberfläche ausreicht, um die im Gleichrichter erzeugte Verlustwärme durch natürliche Konvektion an die umgebende Luft abzuführen. Das Gewicht des Gleichrichters ist so gering, daß er frei im Leitungszug untergebracht werden kann. Der Gleichrichter ist für eine Spitzensperrspannung von 650 V bemessen. Er kann infolgedessen selbst in Einwagschaltung bei Kondensatorbelastung unmittelbar an der normalen Netzspannung von 220 V betrieben werden. In dieser Schal-

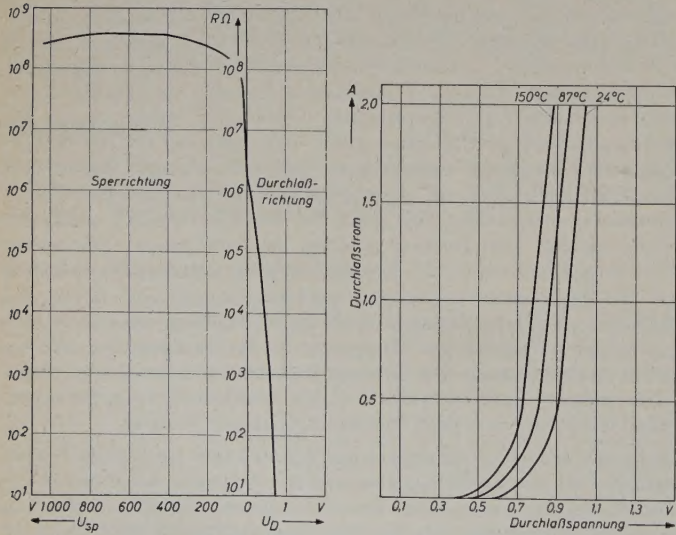


Bild 2 (links). Widerstandskennlinie eines Si-Gleichrichters. Bild 3 (rechts). Durchlaßkennlinie eines Si-Gleichrichters bei verschiedenen Temperaturen

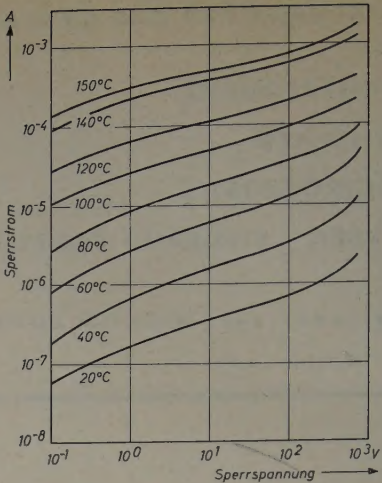


Bild 4. Sperrkennlinie eines Si-Gleichrichters bei verschiedenen Temperaturen

tung empfiehlt sich zur Begrenzung des Ladestromes des Kondensators bei einem Nennstrom von 400 mA die Serienschaltung eines Widerstandes von 5 Ω . Bei Widerstandsbelastung kann der Nennstrom wegen des geringeren Effektivwertes des Stromes in Durchlaßrichtung auf 500 mA erhöht werden.

Eine mittlere Kennlinie des Gleichstromwiderstandes, bei der der unterschiedliche Abszissenmaßstab zu beachten ist, zeigt Bild 2. Die Grenzspannung des Gleichrichters, d. h. diejenige Sperrspannung, bei der plötzlich eine starke Abnahme des Widerstandes eintritt, liegt weit außerhalb des dargestellten Spannungsbereiches. Man ersieht

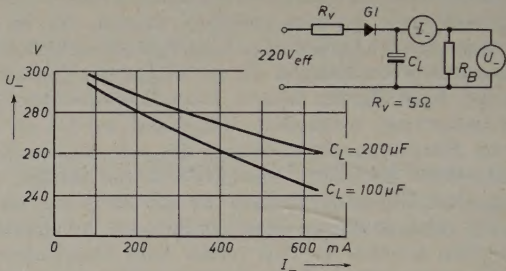


Bild 5. Betriebskennlinie für Einwagschaltung mit Kondensatorlast

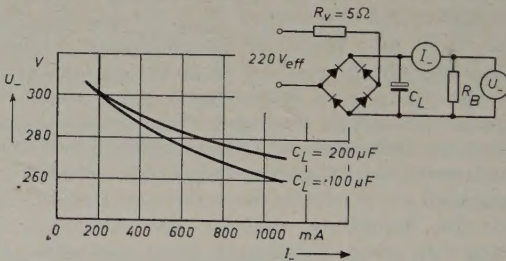


Bild 6. Betriebskennlinie für Brückenschaltung mit Kondensatorlast

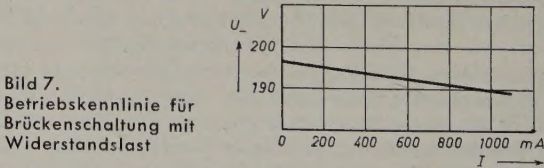


Bild 7. Betriebskennlinie für Brückenschaltung mit Widerstandslast

schon aus dieser Kennliniendarstellung, daß der Siliziumgleichrichter einem idealen Gleichrichter weitgehend nahekommt, nämlich einem solchen, der in Sperrichtung bei hohen Spitzensperrspannungen verwendbar ist, dabei extrem hohe Sperrwiderstände aufweist und gleichzeitig hohe Durchlaßstromdichten bei kleinem Spannungsabfall zuläßt.

Im Bild 3 ist eine mittlere Durchlaßkennlinie und ihre Temperaturabhängigkeit dargestellt. Die Durchlaßeigenschaften ändern sich nur geringfügig mit der Temperatur. Bild 4 zeigt mittlere Gleichspannungskennlinien in Sperrichtung bei verschiedenen Temperaturen. Der

Anstieg des Sperrstromes bei erhöhten Temperaturen ist durch die mit der Temperatur stark anwachsende Erzeugung von Ladungsträgerpaaren in der mittleren Zone des Gleichrichters bedingt, in dessen bleiben die Sperrströme auch bei hohen Betriebstemperaturen hinreichend klein.

Ein Gleichrichter, wie er vorstehend beschrieben wurde, eignet sich für die Stromversorgung von Geräten, in denen der für den Gleichrichter zur Verfügung stehende Raum beschränkt ist und erhöhte Umgebungstemperaturen auftreten. Verglichen mit einem leistungsgleichen Selengleichrichter, sinkt der Raumbedarf auf einen kleinen Bruchteil. Eine Betriebskennlinie für Einwegschaltung mit Kondensatorlast ist im Bild 5 wiedergegeben, eine solche für Brückenschaltung

und Kondensatorlast im Bild 6 und schließlich für Brückenschaltung mit Widerstandsbelastung im Bild 7. Die abgegebene Gleichspannung ist um etwa 20 V größer als bei einem vergleichbaren Selengleichrichter. Der hohe Sperrwiderstand des Gleichrichters empfiehlt ihn ferner für die Verwendung in Magnetverstärkern.

Schrifttum

[1] Shockley, W.: The theory of p-n-junction semiconductors and p-n-junction transistors. Bell Syst. techn. J. Bd. 28 (1949) S. 435
 [2] • Herlet, A., u. Hoffmann, A.: Thermische Stabilität und Kühlprobleme bei Leistungsgleichrichtern. Ref. 10 in: Schottky, W. (ed.): Halbleiterprobleme Bd. II, S. 295, Braunschweig 1955, Vieweg
 (eingegangen am 21. Mai 1957)

G. FÖRSTER

Mitteilung aus dem Applikationslabor der Valvo GmbH, Hamburg-Stellingen

Übertragungseigenschaften und Dimensionierung von Video-Endstufen

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 11 (1957) Nr. 6, S. 182 DK 621.375:621.385.832:621.397.62

3. Dimensionierung des Videoverstärkers zwischen Videodiode und Gitter der Video-Endröhre

Bild 9a zeigt den nicht kompensierten Dioden- oder Gitterkreis, Bild 9b ein vereinfachtes Ersatzschaltbild. Bei üblicher Schaltungslegung kann mindestens mit einem Demodulationswirkungsgrad $\eta = \frac{U_{NF}}{U_{HF}} \approx 50\%$ gerechnet werden. Es soll nun geprüft werden, ob dieser Wert von dem, der mit einer idealen Diode erreicht werden kann, stark abweicht.

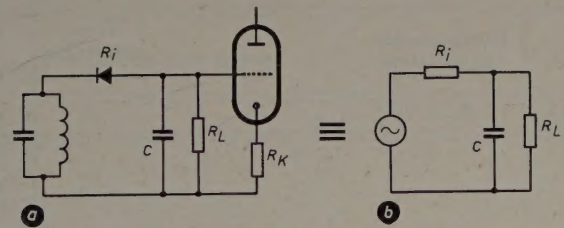


Bild 9. Gitter- oder Diodenkreis eines Videoverstärkers

Es entspricht üblichen Werten, wenn man annimmt: Diodenlastwiderstand $R_L = 3 \text{ k}\Omega$; Diodenladekapazität $C_L = 10 \text{ pF}$; $R_L C_L = 30 \text{ ns}$; Frequenz $f_0 = 40 \text{ MHz}$; $T_0 = 25 \text{ ns}$.

$$U_c = U_{c \max} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (7)$$

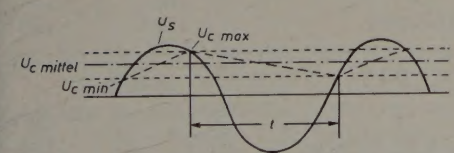


Bild 10. Angenommener Spannungsverlauf an der Videodiode zur Ermittlung des Wirkungsgrades

Wie aus Bild 10 ersichtlich, ist t stets kleiner als T , man kann etwa mit $3/4 T$ rechnen, d. h. $t \approx 20 \text{ ns}$. Daraus ergibt sich für $U_{c \min}$
$$= U_{c \max} e^{-\frac{2}{3}} \approx 0,5 U_{c \max}.$$

Der Gleichrichterwirkungsgrad η ist

$$\eta = \frac{U_{c \text{ mittel}}}{U_s} = \frac{U_{c \max} + U_{c \min}}{2 U_s} = \frac{U_{c \max}}{2 U_s} \left(1 + \frac{U_{c \min}}{U_{c \max}} \right) \quad (8)$$

Der Maximalwert von η ergibt sich bei gegebenem R_L und C_L , wenn $U_{c \max} = U_s$ ist, zu

$$\eta = \frac{1}{2} (1 + 0,5) = 0,75$$

Daraus kann man entnehmen, daß selbst bei einer idealen Diode, bei der also der Durchlaßwiderstand Null ist, der Wirkungsgrad bei üb-

licher Schaltungsdimensionierung nicht größer als 75% wird. Die in der Praxis vorkommenden Wirkungsgrade liegen etwa zwischen 50 und 70%. Wegen der meist ausreichenden Verstärkung ist aber der Wirkungsgrad weniger wichtig als andere Eigenschaften der Diode. Mit einem Wert von $\eta = 50\%$ kann demnach gerechnet werden. Der Innenwiderstand des Generators (Videodiode) soll als konstant und, entsprechend der obenerwähnten Annahme, gleich dem Lastwiderstand angenommen werden. Der Amplitudenverlauf des Diodenkreises muß dann so ausgelegt werden, daß

- a) er sich entweder dem Amplitudenverlauf des Norm-Demodulators (Bild 5 u. 6, S. 181 u. 182) möglichst gut annähert, oder
- b) die Amplitudencharakteristik so verläuft, daß die Grenzfrequenz höher oder gleich der des Anodenkreises ist und daß das Überspringen einer nach Abschn. 1.2, Punkt b, S. 180, vorentzerten Sendefunktion $\approx 5\%$ ist.

Die Grundkompensationsarten sind in Tab. I angegeben, den Amplitudenverlauf kann man auch entsprechend (6) berechnen. Hierbei ist aber außerdem noch zu berücksichtigen, daß die Filterkette im Gitterkreis große Dämpfungswerte außerhalb des Durchlaßbereiches aufweisen soll, damit alle bei der Gleichrichtung an der Diode auftretenden Mischprodukte unterdrückt werden. Wegen der Rückwirkungsmöglichkeit der Mischprodukte auf den Eingang muß die Videodiode einschließlich der Filterkette gut abgeschirmt sein. Es ist wegen der schlecht abschätzbaren Chassisströme dieser Oberwellen oder Mischprodukte deshalb zweckmäßig, einen gemeinsamen Erdpunkt für das letzte ZF-Filter und den Diodenkreis zu wählen. C_L im Bild 11 kann daher als konzentrierte Kapazität wegen der Abschirmung oder/und der an dieser Stelle eingeführten Schaltung zur

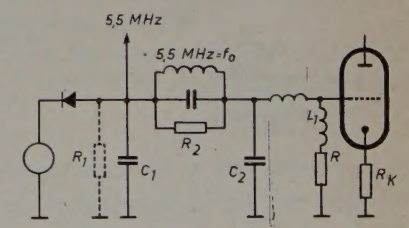


Bild 11. Beispiel der Abnahme der Inter-carrierspannung am Gitterkreis

Schwarzpegelhaltung und den daraus resultierenden Schaltkapazitäten häufig entfallen.

Bei Gegenkopplung in der Videoröhre durch R_K wird C_{g1} um den Gegenkopplungsfaktor kleiner, also

$$C_{g1}' = C_{g1} \frac{1}{1 + SR_K} \quad (9)$$

Dies ist besonders bei der Verstärkungsregelung der Video-Endröhre durch Änderung der Gegenkopplung in der Katode zu berücksich-

tigen. Bild 12 zeigt den Einfluß der Variation der Gegenkopplung auf den Frequenzverlauf des Gitterkreises. Es ist deshalb zweckmäßig, die Korrekturen für den Amplitudenverlauf bei einer mittleren Stellung des Kontrastreglers durchzuführen. Bei kleinem Kontrast (großes R_K) erhält man dann eine leichte Anhebung bei hohen Frequenzen. Den Regelbereich des Kontrastreglers kann man dadurch etwas erweitern, daß man durch den Regelwiderstand einen zusätzlichen Strom fließen läßt.

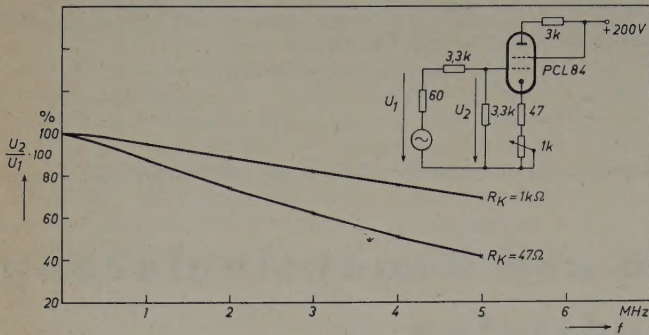


Bild 12. Einfluß der Kontrastregelung mittels R_K auf den Amplitudengang des Gitterkreises

Verschiebt man dagegen bei einer Videoröhre nur das Schirmgitterpotential und damit nur die Kennlinie etwa parallel, dann bleibt in einem größeren Bereich die Steilheit S und damit der Gegenkopplungsfaktor etwa konstant.

Zur Vermeidung von Kreuzmodulation in der Videoröhre nimmt man den 5,5-MHz-Zwischenträger häufig an der Videodiode ab. Es ist dann zweckmäßig, an Stelle der nach üblichen Gesichtspunkten dimensionierten Induktivitäten L_1 und L_2 (Tab. I) einen 5,5-MHz-Sperrkreis (Bild 11) anzuordnen. Ob R_L zweckmäßiger parallel zu C_1

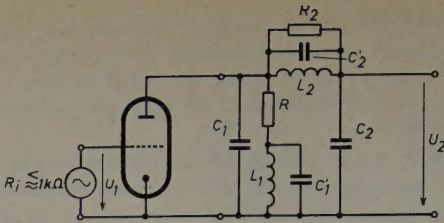


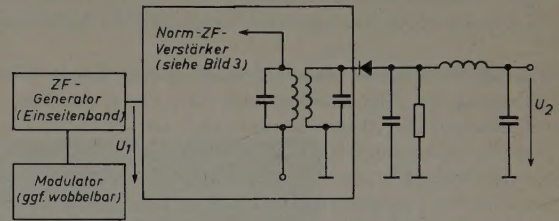
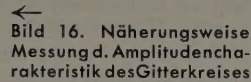
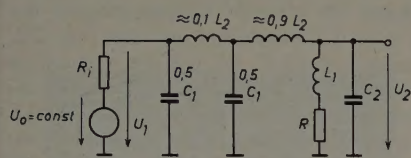
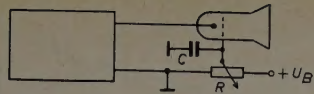
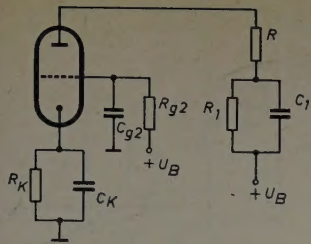
Bild 13. Messung des Amplitudenverlaufs des Anodenkreises einer Videostufe

oder C_2 zu schalten ist, richtet sich nach der Verteilung der Kapazitäten C_1 und C_2 . Es kann u. U. günstiger sein, R_L zu der größeren Kapazität parallelzuschalten (da dann das Q des Sperrkreises oder der Kompensation größer wird und beliebig durch R_2 verringert werden kann) oder L_2 zur größeren Dämpfung der ZF oder der unerwünschten Mischprodukte und Oberwellen aufzuteilen.

Die Verteilung der Kapazitäten C_1 und C_2 ist durch die Schaltung festgelegt. C_1 soll u. a. wegen des Wirkungsgrades der Videodiode — siehe (7) und (8) — zwischen 5 und 10 pF liegen, C_2 soll dagegen so klein wie möglich sein, damit $C = C_1 + C_2$ nicht zu groß wird. In bezug auf die Anstiegszeit ist $C_1 \approx 0,33 C$ ein optimaler Wert, für den in Tab. I Dimensionierungsangaben des Gitterkreises gemacht werden. Da wegen Gradationsverzerrungen und Intercarrierbrumm R_L einerseits so klein wie möglich sein sollte [13], andererseits R_L aber wegen des Demodulationswirkungsgrades nicht zu klein sein darf, wird als Mittelwert meist $R_L \approx 2...4 \text{ k}\Omega$ gewählt.

Aus Tab. I und Bild 6 und 7 (S. 182) ist zu ersehen, daß die Bandbreite des Gitterkreises trotz der größeren Kapazität C meist wesentlich größer sein wird als die des Anodenkreises. Dies bedeutet, daß für die Gesamtbandbreite der Videostufe in erster Linie der Anodenkreis maßgebend ist. Beachtet werden muß, daß insbesondere bei kleinen Spannungen an der Videodiode $R_i \neq \text{const}$ ist, so daß nur eine überschlägige Angabe der Kompensationsmittel möglich ist.

| Schaltung | Formel (für kritische Dämpfung, also $\dot{U}=0$) | Kompensation (Anodenkreis) | Über- schwingen \dot{U} | Anstieg- zeit $T_A = K \cdot R$ |
|-----------|--------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------------------------|
| | $R_i \gg R$ $U_2 = U_1 (1 - e^{-x})$ | $R_i \gg R$ | % | K |
| | $1 - (1 + x) e^{-2x}$ $1 - (1 + 2x + 2x^2) e^{-3x}$ | parallel: $L_1 = Q^2 CR$; $C_1' < 0,1 C$ $L_1 = 0,25 CR^2$ $L_1 = 0,3 CR^2$; $C_1' = 0,125 C$ $L_1 = 0,5 CR^2$; $C_1 = 0,1 C$; $R_1 = 10 R$ $L_1 = 0,4 CR^2$ $L_1 = 0,3 CR^2$; $C_1 = 0,1 C$; $R_1 = 10 R$ $L_1 = 0,56 CR^2$ $L_1 = 0,5 CR^2$; $C_1' = 0,1 C$; $R_1 = 20 R$ | 8 3 10 9,7 | 1,57 1,39 1,38 1,23 1,14 1,1 1,05 |
| | $1 - (1 + 3x + \frac{9}{2}x^2) e^{-3x}$ | Serien: $C = C_1 + C_2$; $C_1' \approx C_2' \approx 0,1 C$ $L_2 = Q^2 \cdot CR^2$ $L_2 = 0,375 CR^2$; $C_1 = 0,11 C$ $L_2 = 0,5 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_2 = 2 R$; $C_2' = 0,1 C$ $L_2 = 0,66 CR^2$; $C_1 = 0,66 C$; $R_2 = 2 R$; $C_2 = 0,1 C$ $L_2 = 0,4 CR^2$; $C_1 = 0,88 C$ $L_2 = 0,33 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_2 = 10 R$; $C_2' = 0,1 C$ $L_2 = 0,66 CR^2$; $C_1 = 0,25 C$ $L_2 = 0,66 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$ | 2 5 8 10 | 1,4 1,51 1,47 1,4 1,38 1,05 1,05 |
| | $1 - (1 + 4x + 8x^2 + 8x^3) e^{-4x}$ | Serien u. parallel: $C = C_1 + C_2$; $C_1' \approx C_2' < 0,1 C$ $L_1 = 0,063 CR^2$; $C_1 = 0,2 C$ $L_2 = 0,39 CR^2$ $L_1 = 0,1 CR^2$; $C_1 = 0,5 C$; $C_1' = C_2' = 0,1 C$; $R_1 = 10 R$ $L_2 = 0,5 CR^2$; $R_2 = 5 R$ $L_1 = 0,066 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_1 = 10 R$; $C_1' \approx C_2' \approx 0,1 C$ $L_2 = 0,33 CR^2$; $R_2 = 5 R$ $L_1 = 0,13 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $C_1' = 0,14 C$ $L_2 = 0,46 CR^2$ $L_1 = 0,143 CR^2$; $C_1 = 0,4 C$ $L_2 = 0,58 CR^2$ | $\pm \frac{9}{3}$ 1,8 1 11 | 1,24 1,12 1,08 1 0,85 |



Eine genaue Überprüfung des Amplitudenverlaufes ist nur unter Verwendung einer modulierten Zwischenfrequenz und wegen des Innenwiderstandes des den Videodemodulator speisenden Generators dann nur unter Mitbenutzung der letzten ZF-Stufe einschließlich ZF-Röhre möglich (Bild 17). Daß R_i spannungsabhängig ist, muß bei der Prüfung ebenfalls berücksichtigt werden.

Eine genaue Überprüfung des Gitterkreises ist nur bei Verwendung eines Norm-ZF-Verstärkers, dessen Amplitudenverlauf bis zur Videodiode dem im Bild 4, S. 180, angegebenen Verlauf entspricht, möglich. Dann ist sichergestellt, daß dem Diodenkreis auch das richtige relative Amplitudenverhältnis zwischen Bildträger f_0 und Modulationsfrequenz f_1 zugeführt wird. Dem Eingang dieses Norm-ZF-Verstärkers ist ein Einseitenbandsignal, das dem des Senders entspricht, zuzuführen. Bei verschiedenen Trägeramplituden und Modulationsgraden ist der Amplitudenverlauf der Videofrequenz am Gitter der Video-

4. Die Dimensionierung des Anodenkreises der Video-Endröhre

Da als Video-Endröhren überwiegend Pentoden verwendet werden, kann für diese Fälle $R_i > R_a$ angesetzt werden. Ist durch die Schaltungsauslegung eine große Kapazität parallel zum Arbeitswiderstand unvermeidlich, dann bringt die Kombination einer KB- mit einer AB-Röhre (Katodenausgangsstufe), wie sie z. B. in [15] genau beschrieben worden ist, viele Vorteile. Ebenso erfordert die Kompensation des Anodenkreises von Trioden ($R_i \approx R_a$) etwas andere Überlegungen, wie sie z. B. in [16] angegeben worden sind. Für die vorliegenden Betrachtungen soll also $R_i > R_a$ angenommen werden. Bei der Forderung gemäß Abschn. 1.2, Punkt b, nach Filtern mit Mindestphasengang kann auf die bereits im Bild 8 angegebenen Grundkompensationsarten Bezug genommen werden. Auch hier ist die Verteilung der Kapazitäten von Bedeutung, da sich daraus und aus der geforderten Größe von Q die Lage von R_a , ob parallel zu C_1 oder zu C_2 geschaltet, ergeben kann (Bild 13).

Bei der Verteilung der Kapazitäten C_1 und C_2 (siehe Tab. I) kann man schaltungstechnisch durchaus etwas variieren, ohne daß durch zusätzliche Kapazitäten, etwa mittels eines Trimmers, ein bestimmtes Kapazitätsverhältnis C_1/C_2 eingestellt werden muß. Wie bereits im Abschn. 2.1 angegeben, liegt lediglich als Teilkapazität von C_1 die Ausgangskapazität der Videoröhre C_a (einschließlich Fassungskapazität) und als Teilkapazität von C_2 die Eingangskapazität $C_{K/B}$ (einschließlich Fassungskapazität) der Bildröhre fest. Die Schaltung kann nun so ausgelegt werden, daß der größere Teil von C_{sch} und die zusätzliche Kapazität C_{zus} , die durch die Ankopplung der Impulsabtrennstufen usw. entsteht, entweder zu C_1 oder zu C_2 addiert werden kann. Dadurch liegt es in der Hand des Konstrukteurs, C_1 etwa zwischen 0,15...0,8 C zu wählen. Eine im Anodenkreis häufig angewandte Möglichkeit, den Amplitudengang bei hohen Frequenzen zu linearisieren, ist die Katoden- oder Schirmgittergegenkopplung nach Bild 14.

Diese Schaltung ist zwar einfach, hat aber einige Nachteile. Wie bereits bei [1] angegeben, wird der

| Kompensation | | \bar{U} | $T_G = K \cdot RC$ |
|---------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| $R_i \approx R$ | | % | K |
| $R_i = R$ | | | 1,1 |
| | parallel: $C_1' \approx 0,1 C$ | | |
| $R_i = 0,5 R$ $R_i = R$ $R_i = 2 R$ | $L_1 = 0,4 CR^2$; $R_1 = 10 R$ $L_1 = 0,4 CR^2$; $R_1 = 10 R$ $L_1 = 0,4 CR^2$; $R_1 = 10 R$ | 6,6 6 5,1 | 0,51 0,7 0,87 |
| | Serien: $C = C_1 + C_2$; $C_1' \approx C_2' = 0,1 C$ | | |
| $R_i = 0,5 R$ $R_i = R$ $R_i = 2 R$ $R_i = R$ $R_i = R$ | $L_2 = 0,4 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_2 = R$ $L_2 = 0,4 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_2 = R$ $L_2 = 0,4 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_2 = R$ $L_2 = 0,4 CR^2$; $C_1 = 0,4 C$; $R_2 = R$ $L_2 = 0,3 CR^2$; $C_1 = 0,6 C$; $R_2 \approx 0,8 R$ | $\pm \frac{1,3}{2}$ 1,5 4 1 | 0,61 0,79 1,09 0,79 0,75 |
| | Serien u. parallel: $C = C_1 + C_2$; $C_1' \approx C_2' = 0,1 C$ | | |
| $R_i = 0,5 R$ | $L_1 = 0,2 CR^2$; $C_1 = 0,33 C$; $R_1 = 10 R$ $L_2 = 0,033 CR^2$; $R_2 = 5 R$ | 3 | 0,32 |
| $R_i = 0,5 R$ | wie vorher, nur $C_1 = 0,5 C$ | $\pm \frac{11}{7}$ | 0,335 |

Tab. I. Dimensionierungsdaten für Video-Endstufen

Die Werte der Tabelle beziehen sich auf einen ide-

alen Spannungssprung $A(t) = 1$ für $t \geq 0$; $x = \frac{t}{RC}$;

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}; \text{ Bei } Q < 0,65 \text{ ist}$$

 $\dot{U} \lesssim 5\%$; $T = \text{Anstiegszeit } 10 \dots 90\%$; Katoden- u. $G_{\text{a-}}$

Kompensation siehe Text. Dabei ist $K \approx \frac{2,2}{G}$, G_{Katode}

$$= 1 + SR_K. \text{ Überschl\"aglich kann gerechnet werden:}$$

$$B_{3d6} \approx \frac{0,35 \dots 0,5}{T} \text{ je nach } \dot{U} \text{ (siehe auch [3, 4, 18 u. 21])}.$$

Aussteuerbereich der Video-Endröhre dadurch verringert und damit die mit einer gegebenen Röhre erreichbare maximale Ausgangsspannung reduziert. Außerdem ist eine Verstärkungsregelung etwa durch einen nicht überbrückten Katodenwiderstand nicht möglich, da sich der Frequenzgang der Amplitude durch Änderung von C_{g1} und durch Änderung der Gegenkopplung verändern würde. Wegen der Anstiegszeiten derartiger Verstärker siehe Tab. I.

Bei der Festlegung der Amplitudencharakteristik ist stets der Einfluß des zur Helligkeitseinstellung am Gitter der Bildröhre erforderlichen RC -Gliedes besonders bei tiefen Frequenzen zu berücksichtigen (Bild 15).

Die Zeitkonstante sollte so klein wie möglich sein, damit Fehler bei der Übertragung des Gleichstromwertes oder der tiefen Frequenzen vermieden werden. Die Argumentation, daß der am Gitter der Bildröhre liegende Spannungsteiler hochohmig sein soll, damit Überlastungen der Bildröhre oder zu helle Störimpulse im Bild bei Aussteuerungen in das Gitterstromgebiet vermieden werden, entfällt bei Gleichstromkopplung fast ganz. Der größere Teil der Störungen liegt innerhalb des Modulationsbereiches der Trägerfrequenz und wird damit Störungen in Richtung Schwarz hervorrufen. Dagegen werden die sogenannten „sekundären Bildstörungen“, die durch den Entladevorgang eines aufgeladenen RC -Gliedes entstehen, bei kleiner Zeitkonstante gering sein. Die kurzen Spitzenbelastungen durch Störimpulse sind dagegen für die Bildröhre nicht sehr wesentlich.

5. Amplituden- und Laufzeitcharakteristik des Gesamt-Videoverstärkers

Soll der Videoverstärker nach den im Abschn. 1.2, Punkt b, aufgestellten Forderungen dimensioniert werden, dann interessiert ausschließlich der Amplitudenverlauf, wenn Netzwerke mit Mindestphasengang verwendet werden und die Amplitudencharakteristik des Gitter- und Anodenkreises dem Amplitudengang des Norm-Demodulators — Bild 4 — entspricht oder weitgehend angenähert wird. Der gewünschte lineare Verlauf der Gruppenlaufzeit im Übertragungsbereich ist dann ebenfalls sichergestellt.

Wird dagegen der Videoverstärker nach Abschn. 1.2, Punkt a, S. 180, ausgelegt, dann kann es zur Sicherstellung eines linearen Verlaufes der Laufzeit erforderlich sein, daß der Amplitudengang von dem im Bild 4 angegebenen erheblich abweicht. In [5] sind derartige Amplituden- und Laufzeitkurven angegeben, bei denen zur Erreichung einer möglichst linearen Laufzeitcharakteristik die Amplitudencharakteristik des Videoverstärkers bei mittleren Frequenzen (1,5...3 MHz) bis zu 50 % über dem Niveau bei tiefen Frequenzen angehoben ist oder/und der Amplitudenabfall bei der oberen Grenzfrequenz flach — in Annäherung an die Gauß-Funktion — verläuft.

6. Prüfung und Messung des Videoverstärkers

6.1 Amplitudencharakteristik

Damit der im Durchlaßbereich lineare Amplitudenverlauf nach Abschn. 1.2, Punkt b, S. 180, im Gitter- und Anodenkreis sichergestellt ist, sind beide Kreise einzeln zu prüfen. Geringe Korrekturen des einen Kreises durch den anderen können bei der Messung der Gesamtdurchlaßkurve des Videoverstärkers vorgenommen werden. Der Amplitudenverlauf des Gitterkreises kann unter der Annahme, daß R_i (Videodiode) = const ist und Verzerrungen durch die Demodulation des Restseitenbandes vernachlässigt werden, nach Bild 16 gemessen werden.

C_2 muß die Schaltkapazität der Originalschaltung einschließlich der Eingangskapazität der Videoröhre enthalten. Die Eingangskapazität der U_1 und U_2 erfassenden Spannungsmesser muß natürlich berücksichtigt werden. Wegen der Kontrolle der Dämpfung von Mischprodukten des Videodemodulators ist es zweckmäßig, den Dämpfungsverlauf auch oberhalb des Durchlaßbereiches zu messen. Beim Wobbeln sind der Durchlaßbereich und der Verlauf bei der Grenzfrequenz zwar schnell erfassbar; die Dämpfung oberhalb des Durchlaßbereiches kann aber nur durch Einzelmessung genau ermittelt werden. Eine exakte Messung, bei der die Tatsache, daß besonders bei kleinen Spannungen am Videodetektor $R_i \neq \text{const}$ ist und die Demodulationsverzerrungen der Restseitenbandübertragung berücksichtigt werden, ist bei der Messung nach Bild 17 möglich.

Bei der Messung sind dieselben bereits erwähnten Gesichtspunkte zu berücksichtigen. Außerdem muß die Messung bei der kleinsten und größten später im Fernsehgerät vorkommenden Trägerspannung

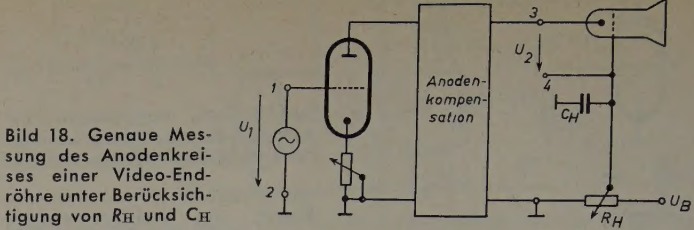


Bild 18. Genaue Messung des Anodenkreises einer Video-Endröhre unter Berücksichtigung von R_H und C_H

und bei kleinem und großem (90 %) Modulationsgrad vorgenommen werden. Selbstverständlich kann für schnelle Untersuchungen der Modulationsgenerator durch einen Videowobbler, mit dem der ZF-Generator moduliert wird, ersetzt werden. Ist bei der Videoröhre eine Verstärkungsregelung durch R_K vorgesehen, dann muß die Messung des Gitterkreises bei einer mittleren Stellung des Verstärkungsreglers vorgenommen werden. Die endgültige und exakte Dimensionierung des Gitterkreises ist erst dann möglich, wenn die Amplitudencharakteristik des ZF-Verstärkers nach Abschn. 3 oder des Anodenkreises der Video-Endröhre nach Abschn. 3 oder 4 innerhalb der angegebenen Toleranz erreicht ist. Liegt der Gesamt-Amplitudenverlauf dann außerhalb der Toleranz, dann muß der Gitterkreis entsprechend korrigiert werden. Der Anodenkreis kann rein videofrequent gemessen werden. Dabei wird, wiederum bei mittlerer Einstellung eines etwa vorhandenen Kontrastreglers, entsprechend Bild 18, von den Punkten 1 — 2 bis zu 3 — 4 gemessen.

R_H ist dabei auf den im Betrieb vorkommenden Maximal- oder Minimalwert einzustellen. Im übrigen sind die bereits erwähnten Gesichtspunkte zu beachten. Bild 19 zeigt Messungen eines kompensierten Gitterkreises nach Bild 16, Bild 20 Messungen von kompensierten Anodenkreisen nach Bild 13, Bild 21a und 21b Messungen einer kompensierten gesamten Videostufe.

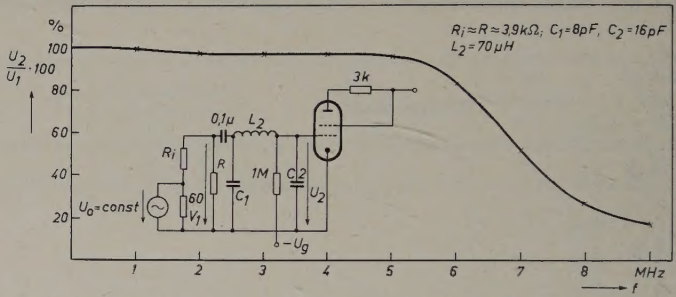


Bild 19. Der Amplitudenverlauf eines kompensierten Gitterkreises bei Messung nach Bild 16

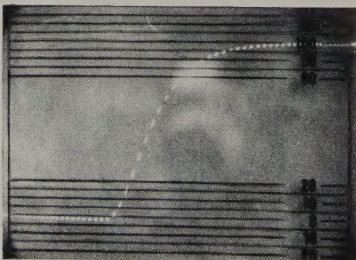
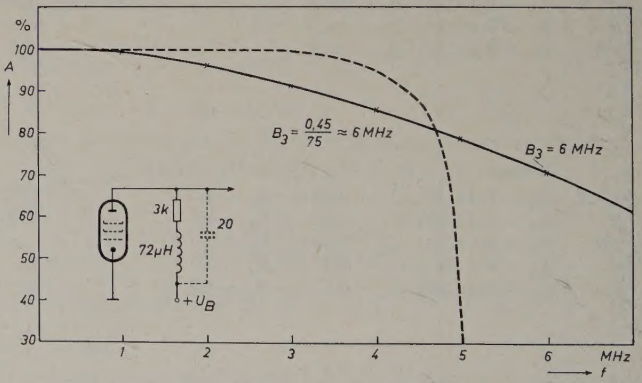


Bild 20. a) Amplitudenverlauf einer Videostufe mit parallel-kompensiertem Anodenkreis (— — Normkurve) nebst Oszillogramm der zugehörigen Sprungcharakteristik ($T = 85 \text{ ns}$; $U = 2 \%$; $B_3 = 6 \text{ MHz}$; $T_3 = 75 \text{ ns}$)

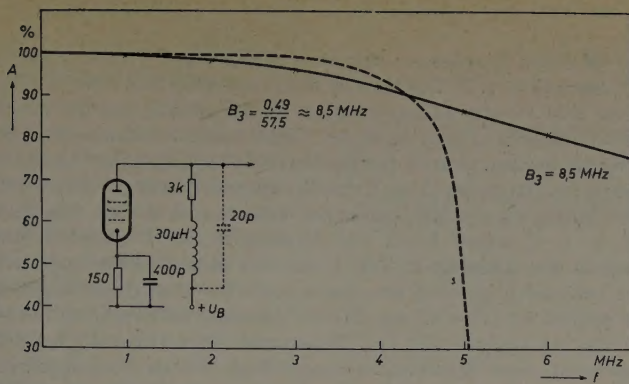


Bild 20. b) Amplitudenverlauf einer Videostufe mit parallel-kompensiertem Anodenkreis einschließlich Katoden-Kompensation (--- Normkurve) nebst Oszillogramm der zugehörigen Sprungcharakteristik ($T = 70 \text{ ns}$; $U = 2\%$; $B_3 = 8,5 \text{ MHz}$; $T_A \approx 57,5 \text{ ns}$)

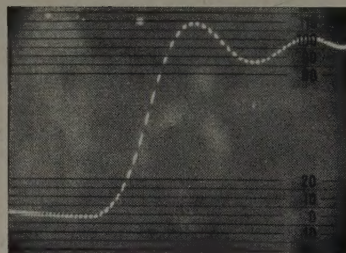
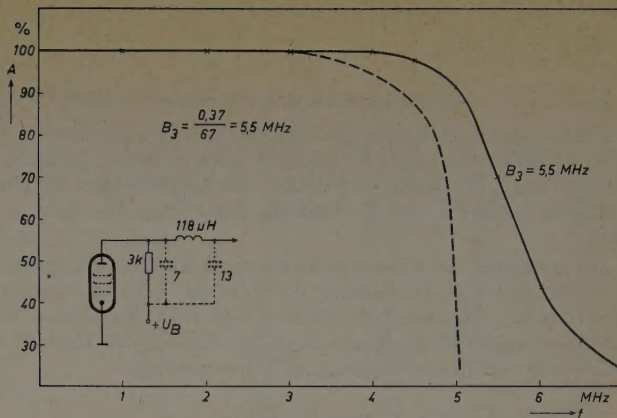


Bild 20. e) Amplitudenverlauf einer Videostufe mit serien-kompensiertem Anodenkreis (--- Normkurve) nebst Oszillogramm der zugehörigen Sprungcharakteristik ($T = 78 \text{ ns}$; $U = +7 - 12\%$; $B_3 = 5,5 \text{ MHz}$; $T_A \approx 67 \text{ ns}$)

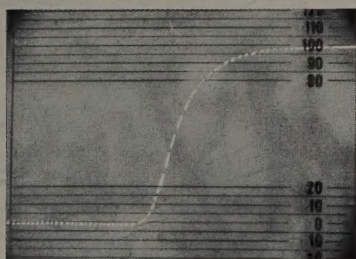
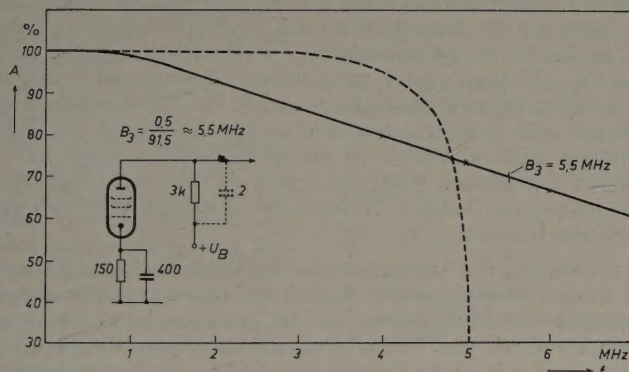


Bild 20. c) Amplitudenverlauf einer katoden-kompensierten Videostufe (--- Normkurve) nebst Oszillogramm der zugehörigen Sprungcharakteristik ($T = 100 \text{ ns}$; $U = 0\%$; $B_3 = 5,5 \text{ MHz}$; $T_A \approx 91,5 \text{ ns}$)

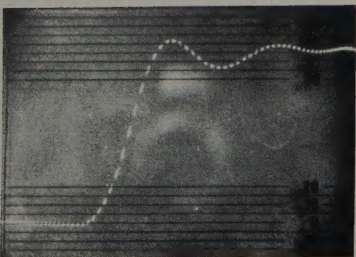
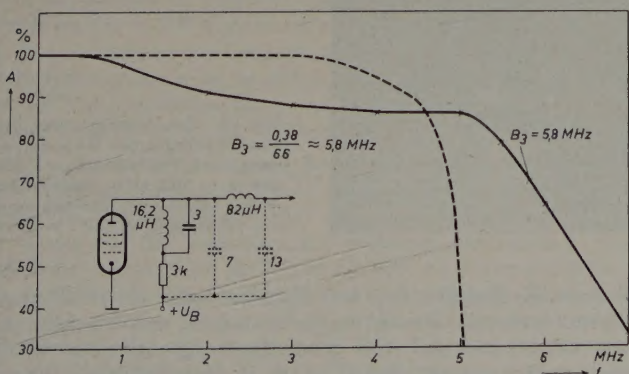


Bild 20. d) Amplitudenverlauf einer Videostufe mit parallel- und serien-kompensiertem Anodenkreis (--- Normkurve) nebst Oszillogramm der zugehörigen Sprungcharakteristik ($T = 80 \text{ ns}$; $U = -12\%$; $B_3 = 5,8 \text{ MHz}$; $T_A \approx 66 \text{ ns}$)

Bild 21. Spektrum von Mänderspannungen (Amplitude in Prozent der Amplitude bei f_0)

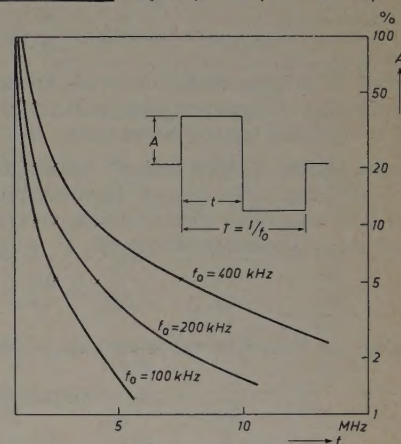


Bild 21. a) Gesamt-Amplitudencharakteristik einer Video-Endstufe. An Stelle eines Saugkreises einfache G_2 -Gegenkopplung bei 5,5 MHz (--- Normkurve)

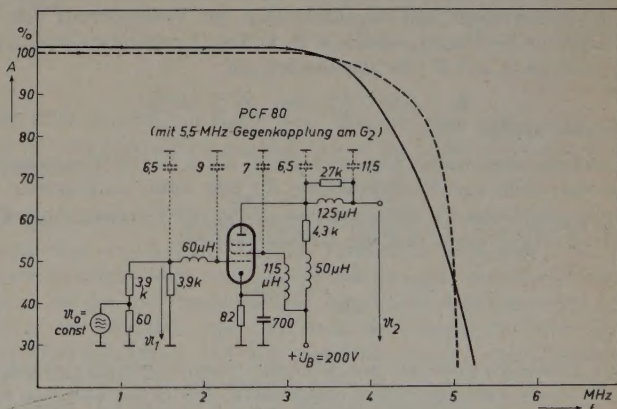
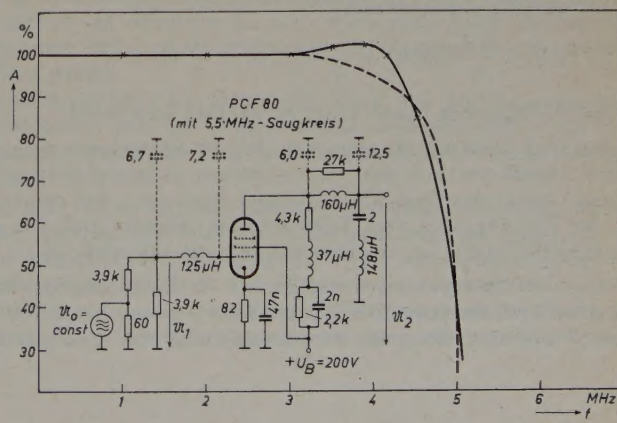


Bild 21. b) Gesamt-Amplitudencharakteristik einer Video-Endstufe. Bei 5,5 MHz wird ein Saugkreis verwendet (--- Normkurve)



6.2 Laufzeit- oder Gruppenlaufzeitcharakteristik

Die direkte, genaue Messung der Laufzeit oder Gruppenlaufzeit von Videoverstärkern ist möglich, erfordert aber größeren Aufwand an Meßmitteln [17, 19]. Meist wird deshalb die Laufzeit oder die Gruppenlaufzeit implizite mittels Messung durch eine Sprungfunktion erfaßt.

Bei der Auslegung des Videoverstärkers nach Abschn. 1.2, Punkt b, S. 180, erübrigt sich die Messung der Laufzeit- oder der Gruppenlaufzeit, da bei Einhaltung der im Bild 5 (S. 181) angegebenen Toleranzen des Amplitudenverlaufes auch der Verlauf der Laufzeit bei Verwendung von Mindestphasengang-Filtern festliegt.

6.3 Prüfung mittels Sprungfunktion

Die Übertragungseigenschaften werden durch die Angabe des Amplituden- und Phasenganges beschrieben. Statt dieser beiden Abhängigkeiten kann man sich auch auf die Angabe der Sprungfunktion, d. h. die Angabe der Anstiegszeit eines Rechtecksprunges von 10% auf 90% der Maximalamplitude und des Überschwingens in Prozent der Maximalamplitude, beschränken. Für einen nach Abschn. 1.2, Punkt b, auszulegenden Videoverstärker gilt dies nur für einen entsprechend [12] vorentzerrten Rechtecksprung. Die Bandbreite, bei der die Amplitude auf 70% des Maximalwertes ($B_{3\text{dB}}$) abgefallen ist, steht mit der Anstiegszeit in folgender Beziehung:

$$B_3 = \frac{K}{T} \quad (10)$$

wobei K im wesentlichen durch die Art der Bandbegrenzung bzw. die Größe des Überschwingens bestimmt wird und Werte zwischen $K = 0,35$ und $0,5$ annehmen kann.

Beim idealen Tiefpaß (scharfe Bandbegrenzung) ergibt sich bei der Übertragung eines idealen Rechtecksprunges ($A(t) = 1$ für $t \geq 0$) und bei konstanter Phasenlaufzeit ein symmetrisches Überschwingen mit einer Maximalamplitude von $\dot{U} = 9\%$ [23]. Es ist dann

$$B_3 = \frac{0,5}{T}$$

Liegt ein Fehlerkurvensystem (Gauß-Kurve) vor, so ist $\dot{U} = 0$ und

$$B_6 = \frac{0,5}{T} \quad (B_6 = \text{Amplitudenabfall auf } 50\%)$$

Eine sich mit der Frequenz ändernde Laufzeit führt zur Unsymmetrie des Überschwingens und im allgemeinen zur Vergrößerung von \dot{U} . Für einfache Netzwerke, wie sie z. B. in Tab. I angegeben sind, kann u. a. nach [3, 4 und 21] im allgemeinen mit

$$K = 0,35 \dots 0,5 \quad \text{bei } \dot{U} \lesssim 10\%$$

gerechnet werden.

Wie bereits eingangs im Abschn. 1 und 2, Nr. 6, S. 179 ff., angegeben, wird eine beliebige Sendefunktion F_S nur dann naturgetreu als Empfangsfunktion F_E wiedergegeben, wenn der Übertragungsfaktor $A_E = A \cdot A_S = \text{const}$ und die Gruppenlaufzeit

$$t_g = \frac{d\varphi}{d\omega} = \text{const}$$

ist.

Diese Tatsache wird bei der Prüfung eines Übertragungssystems mittels einer Sprungfunktion ausgenutzt. Als Sendefunktion wird eine Folge von Spannungssprüngen, deren Spektrum sich mathematisch einfach erfassen läßt, verwendet. Bei einem Tastverhältnis von $T/t = 2$, Bild 21, das meist zur Prüfung von Videoverstärkern verwendet wird, ist das Spektrum

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t \dots \right) \quad (11)$$

im Bild 21 angegeben (meist wird $f \approx 200 \text{ kHz}$ verwendet).

Hierbei wird allerdings vorausgesetzt, daß der Spannungssprung unendlich schnell vor sich geht, was technisch nicht realisierbar ist. Deshalb weicht das tatsächlich erhaltene Spektrum, das nicht nur von der Folgefrequenz, vom Tastverhältnis, sondern auch von der Anstiegszeit abhängig ist, von dem oben errechneten etwas ab.

Soll ein Videoverstärker nach Abschn. 1.2, Punkt a, ausgelegt werden, dann kann der gesamte Videoverstärker auf sein Verhalten bei hohen Frequenzen mit einer Mäanderspannung von etwa 200 kHz

und bei tiefen Frequenzen von etwa 50 Hz (einer Dachschräge von 13% entspricht z. B. bereits eine Phasenordnung von etwa 6°) nach der im Bild 16 oder 17 angegebenen Meßanordnung geprüft werden. Selbstverständlich kann auch der Gitter- oder Anodenkreis einzeln überprüft werden, obwohl dies hierbei nicht notwendig ist. Aus Tab. I können die Daten des je nach der Kompensationsart zu erwartenden Überschwingens und die Anstiegszeit entnommen werden. Die Bilder 20a, b, c, d zeigen Fotos von Messungen; die Übereinstimmung zwischen den Angaben in Tab. I und den Messungen ist gut, wenn man berücksichtigt, daß die Anstiegszeit des Prüf-Rechteckgenerators endlich ist ($T \approx 40 \text{ ns}$). Bei der Messung ist darauf zu achten, daß die Anstiegszeit des Prüf-Meßsenders etwa bei der Größe der Anstiegszeit eines Spannungssprunges liegt, der als Ausgangsimpuls den vor den Videoverstärker geschalteten ZF-Verstärker verläßt.

Nach [3, 4 und 24] vergrößert sich die Anstiegszeit je Bandfilterkopplung in einem Übertragungssystem um den Faktor $\sqrt{2} = 1,4$. Bei sogenannten „versetzten Einzelkreisen“ in ZF-Verstärkern werden 2 Einzelkreise als eine Bandfilterkopplung angesehen. Ist die für das Übertragungssystem (Empfänger) als noch zulässig geforderte Anstiegszeit T_E , dann wird die Anstiegszeit je Bandfilterkopplung

$$T = \frac{T_E}{\sqrt{n}} \quad (12)$$

Für die Zahl n der äquivalenten Bandpaßkopplungen kann je nach Ausführung des Empfängers mit $n = 3,5 \dots 6$ gerechnet werden. Daraus ergibt sich als Anstiegszeit für den den ZF-Verstärker verlassenden Impuls bei der CCIR-Norm $T_{ZF} \approx 80 \dots 100 \text{ ns}$. Da sich bis zu $\dot{U} \approx 5\%$ die Anstiegszeiten geometrisch addieren, wäre es nicht zweckmäßig, bei einer großen Anstiegszeit des ZF-Verstärkers den Aufwand zum Erreichen einer sehr kurzen Anstiegszeit im Videoverstärker groß zu machen. Es ist also zu berücksichtigen, daß die in Tab. I angegebenen Werte für \dot{U} sich auf einen unendlich steilen Spannungssprung beziehen, bei endlichen Anstiegszeiten werden diese Werte von \dot{U} kleiner.

Bei der Messung der Anstiegszeit oder des Überschwingens, besonders von kleinen Werten, ist der Einfluß des Überschwingens und der Anstiegszeit des Prüfimpulses und des Oszillografen zu berücksichtigen. Anstiegszeit und Überschwingen des Prüfimpulses werden am besten durch Anlegen des Prüfimpulses direkt an die kapazitätsarmen Ablenkplatten eines Oszillografen gemessen (Bild 22). Bild 23 zeigt ein Foto des verwendeten Prüfimpulses ($T \approx 40 \text{ ns}$).

Bild 22. Zur Messung der Anstiegszeit eines Rechteckgenerators

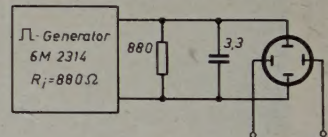
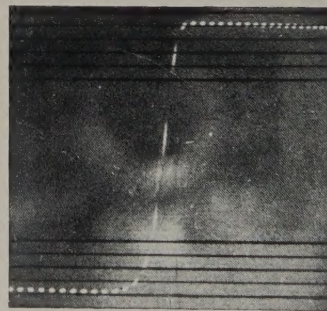


Bild 23. Oszillogramm des Spannungsanstieges der Mäanderspannung des Prüfimpulses. Meßfrequenz = 500 kHz ; Tastverhältnis = $2:1$ (Mäander); Helltastimpulse = 10 ns ; Anstiegszeit $T \approx 40 \text{ ns}$

Nur wenn die Meßspannung sehr klein ist, sollte ein Oszillografenverstärker verwendet werden, dessen Anstiegszeit und Überschwingen genau bekannt sein und dann geometrisch abgezogen oder berücksichtigt werden müssen. (Bei $\dot{U} \approx 5\%$ je Stufe bleibt bei n -Stufen $\dot{U} \approx 5\% = \text{const}$, bei $\dot{U} \gtrsim 5\%$ je Stufe nimmt bei n Stufen \dot{U} meist schnell zu.) Bei der Auslegung eines Videoverstärkers nach Abschn. 1.2, Punkt b, ist eine Messung der Sprungfunktion nach dieser Art nicht ohne weiteres möglich und auch nicht nötig. Lediglich der Vollständigkeit halber soll auf die Möglichkeit hingewiesen werden, den gesamten Empfänger mittels Sprungfunktion durchzumessen, wenn letztere eine Laufzeitvorentzerrung, wie sie beim Sender üblich ist, erhält [12].

7. Die Auswahl von Röhren für Video-Endstufen

Wie bereits im Abschn. 6 angegeben, kann durch eine Sprungfunktion der Amplituden- und Phasenverlauf einer Videostufe, die ja praktisch nur eine spezielle Form eines Breitbandverstärkers darstellt, untersucht werden. Betrachtet man weiterhin nur das Verhalten von derartigen Stufen bei kleinen Werten von $\dot{U} \lesssim 5\%$, dann ist die Anstiegszeit oder bei tiefen Frequenzen ($f \lesssim 50$ Hz) die Dachschräge eines Mänders ein guter Maßstab für den Vergleich von Videoverstärkerstufen. Deshalb soll die Anstiegszeit T auch als Vergleichswert für die Eignung von Röhren für Video- oder Breitbandverstärker in bezug auf das zu erwartende Amplituden- und Laufzeitverhalten gewählt werden. Für die in Videostufen üblichen Entzerrungsschaltungen (Tab. I) ist die Anstiegszeit

$T = k \cdot R \cdot C$

von Interesse.

Dabei ist C die Gesamtkapazität der Schaltung, wie sie z. B. im Abschn. 2.1 bereits für den Gitter- und Anodenkreis getrennt angegeben worden ist. Kleine Röhren- und Schaltkapazitäten sind also eine unerläßliche Voraussetzung für die Brauchbarkeit einer Röhre in der Videostufe. Dabei ist zu beachten, daß zu C_{g1} die Miller-Kapazität $v \cdot C_{ag1}$ addiert werden muß, die sich bei Regelung der Videostufe ändert. In Tab. II sind Werte einiger gebräuchlicher Videoröhren angegeben. Bei dem Vergleich wurde von einer Videoaussteuerung von 55 V_{ss} an der Anode bei gleicher Videoverstärkung ($v \approx 25$) oder bei gleichem ZF-Spannungsbedarf am Videodetektor (4 V_{eff} während der Synchronimpulse bei $\eta = U_{NF}/U_{HF} \cdot 100\% = 60\%$) ausgegangen. Daraus ergeben sich die in Tab. II aufgeführten Werte für R_a und S_m (mittlere Steilheit = Steilheit im Aussteuerbereich bei $U_B = 200$ V, Arbeitspunkt = Schwarzpegel).

Zur Kennzeichnung von Verstärkung und Durchlaßbereich für Breitbandverstärkerröhren ist es üblich, das S/C -Verhältnis anzugeben. Für die Videoverstärkerröhren ist es sinnvoll, zwei verschiedene Quotienten S/C anzugeben, nämlich $S/(C_a + C_{kB})$ und $S/(C_s + C_{g1})$.

Der erste Ausdruck ist hier mit dem sonst für Breitbandverstärkerröhren üblichen Gütefaktor $S/C_a + C_e$ = Steilheit dividiert durch die Summe der Röhrenausgangs- plus -eingangskapazität zu vergleichen (der direkt nur für Verstärker mit mehreren gleichartigen Stufen maßgebend ist), denn an Stelle von C_e tritt im Videoverstärker die Katodenkapazität C_{kB} der Bildröhre (C_{kB} hat für alle üblichen Bildröhren den gleichen Wert von 5 pF, wenn g_3 nicht direkt, sondern z. B. über 0,5 MΩ mit k verbunden ist). Genaugenommen müßte man mit einer Gütezahl $S/(C_a + C_{kB})^n$ rechnen, wobei n je nach Ausführung der Schaltung zwischen 1 und 1/2 variieren kann. Der Faktor 1/2 ist jedoch auf einen Spezialfall beschränkt (vollständige Laufzeitkompensation) [22]. Für die praktischen Schaltungen der Fernsehempfängertechnik kann man mit $n = 1$ rechnen. Der Quotient $S/(C_a + C_g)$ wird bei Videoröhren nur zu Vergleichszwecken herangezogen; C_a und C_g gehen zwar beide in die Gesamtanstiegszeit eines Spannungssprunges ein; die Anstiegszeiten der Gitter- und der Anodenschaltung addieren sich jedoch geometrisch, solange Fälle

Tab. II. Vergleich der Breitbandverstärkereigenschaften von Videoröhren

| | PL 83 | PCL 81 | PCF 80 | PCL 84 | |
|---------------------------------------------------------------------------|-------|--------|---------|--------|-------|
| R_a | 2,2 | 2,7 | 3,3 | 4,3 | 2,7 |
| C_a | 6,6 | 4 | 3,8 | 4,5 | pF |
| $C_a + C_{kB}$ (C_{kB} bei Anschluß von g_{3B} an k_B über 0,5 MΩ) | 11,6 | 9 | 8,8 | 9,5 | pF |
| C_g | 11,2 | 9 | 5,5 | 9 | pF |
| $C_g + C_D$ (Annahme $C_D = 10$ pF) | 21,2 | 19 | 15,5 | 19 | pF |
| $C_a + C_g$ | 17,8 | 13 | 9,3 | 13,5 | pF |
| C_{ag1} | < 0,1 | < 0,45 | < 0,025 | < 0,1 | pF |
| vC_{ag1} (25 C_{ag1}) | 2,5 | 11,3 | 0,63 | 2,5 | pF |
| $C_g + vC_{ag1} = C_{g'}$ | 13,7 | 20,3 | 6,15 | 11,5 | pF |
| S_m | 11,5 | 9,3 | 7,5 | 5,8 | 9,4 |
| $S_m/(C_a + C_{kB})$ | 0,99 | 0,80 | 0,83 | 0,66 | 0,99 |
| $S_m/(C_a + C_g)$ | 0,65 | 0,52 | 0,58 | 0,62 | 0,7 |
| $S_m/(C_a + C_{g'})$ | 0,57 | 0,46 | 0,31 | 0,58 | 0,59 |
| S_m/C_a | 1,47 | 1,41 | 1,88 | 1,53 | 2,09 |
| S_m/C_g | 1,02 | 0,83 | 0,83 | 1,05 | 1,04 |
| $S_m/C_{g'}$ | 0,84 | 0,68 | 0,37 | 0,94 | 0,82 |
| $S_m/I_k C_{g'}$ (Schwarzpegel) | 0,03 | 0,04 | 0,015 | 0,2 | 0,096 |
| I_k | 28,3 | 17 | 23,2 | 4,7 | 8,5 |
| | | | | | mA |

Tab. III. Vergleich von Anstiegszeiten für Rechtecksteuerung

| | PL 83 | PCL 81 | PCF 80 | PCL 84 | |
|-------------------------------------------------------------------|-------|--------|--------|--------|------|
| Anodenkreis: | | | | | |
| C_{ges} (= $C_a + C_{kB} + 10$ pF Schaltkapazität) | 21,6 | 19 | 18,8 | 19,5 | pF |
| R_a (für 76 V _{ss} und 25fache Verstärkung) | 2,2 | 2,7 | 3,3 | 4,3 | 2,7 |
| $T_a = 1,2 R_a C_{ges}$ (Annahme nach Tab. I) | 57 | 70 | 75 | 97 | 63 |
| $B = 0,35/T_a$ | 6,1 | 5 | 4,7 | 3,6 | 5,6 |
| | | | | | MHz |
| Gitterkreis: | | | | | |
| $C_z = C_{g'}$ | 13,7 | 20,3 | 6,15 | 11,5 | pF |
| $C_1' = C_1 + C_{schalt} = 5 + 10$ | 15 | 15 | 15 | 15 | pF |
| C_{ges} | 28,7 | 35,3 | 21,15 | 26,5 | pF |
| R (Annahme $R_i \approx R$) | 3 | 3 | 3 | 3 | kΩ |
| $T_g \approx 0,8 \cdot R \cdot C_{ges}$ (Annahme nach Tab. I) | 69 | 85 | 51 | 63,5 | ns |
| $B = 0,35/T_g$ | 5,1 | 4,1 | 6,9 | 5,5 | MHz |
| $T_{vid} = \sqrt{T_a^2 + T_g^2}$ | 89 | 98 | 113 | 110 | 90 |
| $p^2 = S_{max} \omega C_{ag} \cdot Z_a \cdot Z_g$ | 0,141 | 0,149 | 0,671 | 0,04 | 0,18 |
| ($f_{max} = 4$ MHz; $Z_a = R_a$; $Z_g = R_i R \approx 2$ kΩ) | | | | | |
| $S_{max} \approx$ | 10 | 9 | 6 | 10 | mA/V |

betrachtet werden, bei denen das Überspringen klein bleibt (z. B. $\lesssim 5\%$); das Überspringen bleibt dann bei mehreren Stufen $\lesssim 5\%$ = const [18]

$T_{ges} = \sqrt{T_g^2 + T_a^2}$ (13)

Das heißt, daß der arithmetischen Summe der Kapazitäten keine unmittelbar schaltungstechnische Bedeutung zukommt. Um eine Vergleichsmöglichkeit mit anderen Breitbandverstärkerröhren zu bieten, ist der mit dieser Summe berechnete Gütefaktor jedoch in Tab. II mitangeführt. Auch hier muß man wieder die Miller-Kapazität berücksichtigen, die sich natürlich um so mehr bemerkbar macht, je größer die Verstärkung wird. In Tab. II ist der Gütefaktor für gleiche Verstärkung der drei Röhren angegeben.

Bei der Beurteilung des Gütefaktors muß man jedoch berücksichtigen, daß bei konstantem S/C -Verhältnis ein kleines S/C_g -Verhältnis meist weniger ins Gewicht fällt, wenn man die in Tab. I angegebenen Anstiegszeiten im Vergleich zu den Anstiegszeiten des Anodenkreises betrachtet und berücksichtigt, daß die Anstiegszeiten geometrisch addiert werden.

Einen Ausdruck, der gleichzeitig über die Breitbandverstärkereigenschaften und die Stromaufnahme Auskunft gibt, erhält man, wenn die Gütezahl der Röhre auf den Katodenstrom im Arbeitspunkt bezogen wird, z. B. $S_m/I_k \cdot C_{g'}$.

Legt man einem Vergleich mit den einzelnen Videoröhren erreichbarer Anstiegszeiten übliche Kapazitätsverhältnisse zugrunde und setzt man die in Tab. I aufgeführten Werte voraus, dann ergeben sich Anstiegszeiten, wie sie in Tab. III wiedergegeben sind. Den in dieser Tabelle angegebenen Werten für T liegt eine einfache Kompensationsschaltung mit $\dot{U} \lesssim 5\%$ zugrunde (für ideal rechteckige Steuer-

impulse). Für diese Verhältnisse kann man nach Tab. I mit $T = 1,2 RC$ rechnen; ferner gilt für diesen Wert von \dot{u} , daß BT (Bandbreite mal Anstiegszeit) ungefähr bei 0,35 liegt, so daß man B aus T berechnen kann.

Sehr günstig für Anstiegszeit und Stromverbrauch ist z. B. die PCL 84. In Tab. III ist auch der für die Stabilität kennzeichnende Faktor $p^2 = S \omega C_{ag} Z_a Z_g \lesssim 0,4$ (Annahme von Einzelkreisen) angegeben. Die Werte liegen, außer bei der PCL 81, so niedrig, daß man kaum auf Instabilitäten, auch bei Ausnutzung des gesamten Videobandes, Rücksicht zu nehmen braucht, wenn Z_a und Z_g nicht zu groß werden. Trotzdem können an den Grenzen des Übertragungsbereiches beim Gitterkreis Laufzeit- und Amplitudenverzerrungen dadurch auftreten, daß im Aussteuerbereich die Steilheit stark schwankt und damit bei einer großen Kapazität C_{ag} der Einfluß der schwankenden Miller-Kapazität erheblich ist.

Mit Rücksicht auf Brumm ist die maximal zulässige Wechselspannung zwischen Heizfaden und Katode von der Gitterimpedanz für 50 Hz und von C_{g1f} abhängig. Bei der PCL 84 ist die zulässige Spannung $U_{pk} 350 \text{ V}$ (200 V = +150 V_{eff}), sie ist also besonders hoch ausgelegt. Dadurch erhält man die Möglichkeit, die Lage der Röhre in der Heizkette beliebig zu wählen.

Der Einfluß eines nicht überbrückten Katodenwiderstandes auf das Verhältnis Nutzspannung zu Brummspannung an der Anode ist zu berücksichtigen.

Bisher wurden u. a. die Unterschiede aufgezeigt und Angaben für die Dimensionierung von Videoverstärkern gemacht, die für phasenlineare Empfänger oder für Empfänger mit einer Norm-Demodulationskurve bestimmt sind.

Es ergeben sich durch diese Zweiseitigkeit der Empfänger Schwierigkeiten beim Empfang von Sendern mit den entsprechend unterschiedlichen Systemen. Zur Behebung dieser Schwierigkeiten wurden in [6] bereits Vorschläge gemacht. Eine weitere Möglichkeit ist z. B. die Änderung von Filtern vom Mindestphasentyp bei einem Videoverstärker, dessen Amplitudenverlauf dem des Norm-Demodulators angenähert ist, mittels eines einfachen Schalters in einen Allpass. Dieser ist so auszulegen (Bild 24), daß er die Laufzeit nach Wunsch ändert (z. B. linearisiert). Dabei würde der Verlauf der Amplitude im Übertragungsbereich konstant bleiben. Dimensionierungsangaben,

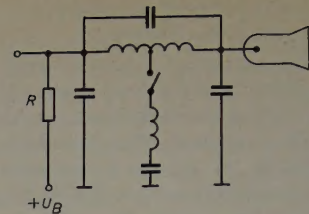


Bild 24. Ein Beispiel für die Umschaltung eines Filters vom Mindestphasentyp in einen Allpass

speziell für unsymmetrische, überbrückte T-Glieder finden sich z. B. in [11] und [14].

Der Amplitudenverlauf kann weiterhin einfach durch variable Filter im Schirmgitter verändert werden. Dabei kann, speziell bei Röhren ohne R_{g2} , jede frequenzunabhängige Gegenkopplung vermieden werden.

Schrifttum

- [15] Die Mehrweckröhre PCF 80 im Fernsehempfänger. Valvo-Ber. Bd. 2 (1956) Nr. 3, S. 85—124
- [16] Newton, A.: Push-Pull Amplifiers for increased video output. Electronics Bd. 26 (1953) Nr. 9, S. 228—236
- [17] Griese, H. J.: Möglichkeiten zur Entzerrung der Restseitenbandübertragung des Fernsehens. Fernmeldetechn. Z. Bd. 7 (1955) S. 94—103
- [18] Squires, W. K., u. Newman, H. L.: Video amplifier design charts. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 1, S. 190—194
- [19] Schönfelder, H.: Ein Gerät zur statischen Messung und oszillographischen Darstellung der Phasen- oder Phasenlaufzeit-Kurve. Frequenz Bd. 10 (1956) S. 309—318
- [20] Griese, H. J., u. Klopff, P.: Über die Bedeutung von Phasenfehlern für die Bildgüte bei Fernsehübertragungen. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 212—216
- [21] Emms, E., u. Jones, E.: The video output stage. Electronic Engng. Bd. 21 (1950) S. 408—413
- [22] • Terman, R. E.: Radio Engineers' Handbook. New York 1943, McGraw-Hill, S. 413
- [23] Peters, J.: Der Einschwingvorgang eines Übertragungssystems. NWDR Hauptabt. Forsch., Ber. Nr. 1, 2. Ausg. Hamburg, 27. 7. 53
- [24] Kallmann, H. E., Spencer, R. E., u. Singer, C. P.: Transient response. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 33 (1945) S. 169

(eingegangen am 2. Mai 1957)

R. MÜLLER und W. STETTER

Mitteilung aus dem Wernerwerk für Bauelemente der Siemens & Halske AG, München

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren II

DK 621.373.423.032

2. Systematik der Laufzeitröhren

In dichtegesteuerten Röhren hat die Elektronenlaufzeit einen störenden Einfluß auf die Arbeitsweise der Röhre, der bei hohen Frequenzen so groß wird, daß keine Verstärkung mehr erreicht werden kann [1]. In Laufzeitröhren werden nun Effekte, die auf einer endlichen Laufzeit beruhen, bewußt ausgenutzt. Solche Laufzeitvorgänge sind:

- a) Phasenfokussierung in einem Triftraum,
- b) Wechselwirkung zwischen einem Elektronenstrahl und einer mit ihm synchron laufenden Welle,
- c) Wechselfeldfokussierung.

Die Wirkungsweisen der beiden Hauptgruppen der Laufzeitröhren — das sind Triftröhren und Laufzeitröhren — beruhen auf den beiden erstgenannten Effekten. Die Bremsfeldröhre ist ein Beispiel für den dritten Effekt: Sie ist eine Laufzeitröhre mit Wechselfeldfokussierung.

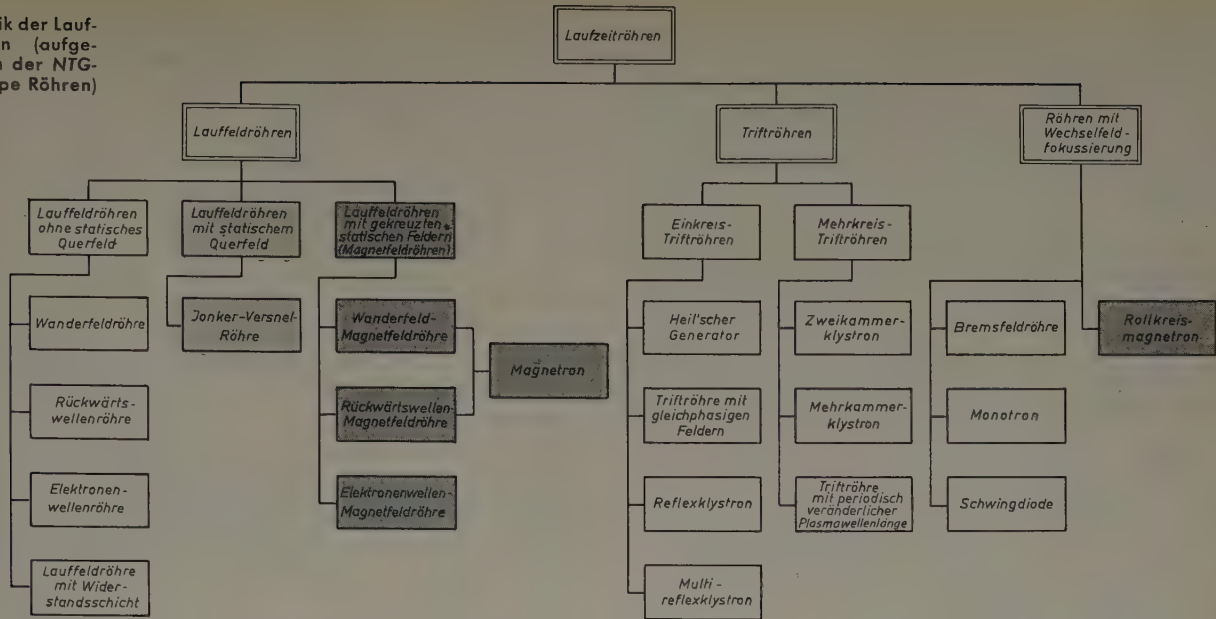
Zur Erreichung großer Laufzeiten ist es notwendig, daß die Entladungsbahn genügend lang ist; man spricht hier von einem Elektronenstrahl. Die resultierende Transversalkraft auf den Strahl muß im stationären Betrieb Null sein. Etwa vorhandene Transversalkräfte müssen sich also gerade kompensieren. Die drei in Frage kommenden Arten von Kräften — elektrostatische Kraft, magneto-

statische Kraft und Zentrifugalkraft — lassen sich beliebig kombinieren. Dadurch entstehen vier Gruppen:

- 1) Laufzeitröhren ohne statisches Querfeld (0-Typ). Die Elektronenbahn ist im wesentlichen gerade. In diese Gruppe gehört die übliche Wanderfeldröhre.
- 2) Röhren, in denen eine elektrostatische Kraft einer Zentrifugalkraft das Gleichgewicht hält (E-Typ). Die Elektronenbahn muß gekrümmt sein [2, 3, 4].
- 3) Röhren, in denen eine magnetostatische Kraft einer Zentrifugalkraft das Gleichgewicht hält (C-Typ). Die Elektronenbahn muß ebenfalls gekrümmt sein [5].
- 4) Röhren, in denen eine elektrostatische Kraft einer magnetostatischen das Gleichgewicht hält, Laufzeitröhren mit gekreuzten statischen Feldern oder Magnetfeldröhren (M-Typ). Die Elektronenbahn kann gerade oder gekrümmt sein. (Bei gekrümmter Elektronenbahn tritt noch eine zusätzliche Zentrifugalkraft auf, so daß hier die Summe aus allen drei Kräften Null werden muß.) In diese Gruppe gehört das Magnetron.

Aus den beiden erwähnten Einteilungsmöglichkeiten bezüglich der Laufzeitvorgänge und bezüglich der statischen Führung des Elektronenstrahls ergibt sich eine Systematik der Mikrowellenröhren.

Bild 1.
Systematik der Laufzeitröhren (aufgestellt von der NTG-Fachgruppe Röhren)



Man kann sich jeden der Laufzeiteffekte mit einer beliebigen Fokussierungsart kombiniert denken. Viele dieser Kombinationen sind prinzipiell nicht vielversprechend und einige erst in jüngerer Zeit untersucht worden [6, 7].

Bild 1 zeigt eine Systematik der Mikrowellenröhren, in der nur jene Röhrenarten angeführt sind, die bereits praktisch erprobt wurden. Daraus erkennt man, daß bisher nur Röhren ohne statische Querfelder und Röhren mit gekreuzten Feldern praktische Bedeutung erlangt haben. Röhren mit statischen Querfeldern (Gruppe 2 und 3) haben den Nachteil, daß bei den üblichen relativ kleinen Elektronengeschwindigkeiten die Zentrifugalkräfte zu klein sind, um dem Strahl die nötige „Steifheit“ zu geben, was nur kleine Ströme zuläßt [8, 9]. Sonderformen, bei denen die Elektronenbahn sehr stark gekrümmt ist, haben diesen Nachteil nicht und erlauben daher größere Stromdichten [4].

3. Allgemeine Gesichtspunkte
für Laufzeitröhren ohne statische Querfelder

In diesem Abschnitt werden Erscheinungen beschrieben, die allen Laufzeitröhren ohne statische Querfelder gemeinsam sind (auf einzelne Ausführungen wird nicht eingegangen). Dies soll den Zweck haben, die grundlegenden Effekte von einem allgemeinen Gesichtspunkt aus zu erklären. Die Geschwindigkeit der Elektronen sei hier immer klein im Vergleich zur Lichtgeschwindigkeit, so daß von den Hochfrequenzfeldern vorwiegend die elektrische Feldstärke eine Wirkung ausübt und die Wirkung der Lorentzkraft in erster Näherung

sind auf demselben Gleichpotential \bar{U} , so daß die mittlere Geschwindigkeit \bar{v} im Triftraum konstant ist.

Dem ersten Resonator wird das zu verstärkende Signal zugeführt; dadurch entsteht zwischen den beiden Elektroden a und b eine Wechselfspannung U_{ω} , die die Elektronen abwechselnd beschleunigt und verzögert. Der Elektronenstrahl ist also beim Austritt aus dem

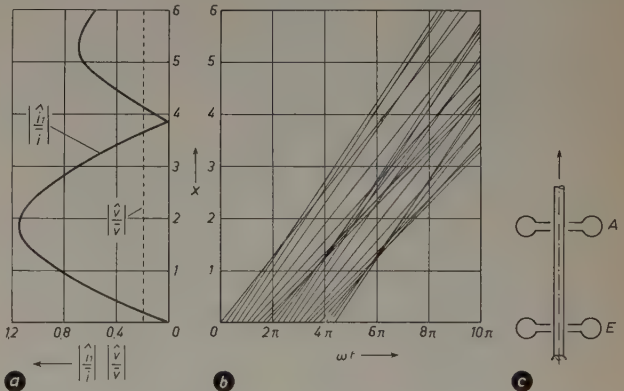


Bild 3. Elektronenfahrplan (unter der Annahme: keine abstößenden Kräfte zwischen den einzelnen Elektronen); a) Amplitude der Strom- und Geschwindigkeitsmodulation als Funktion der Entfernung vom Eingangsresonator; b) Entfernung der Elektronen vom Eingangsresonator als Funktion der Zeit („Elektronenfahrplan“); c) günstigste Entfernung des Auskoppelresonators vom Einkoppelresonator der Triffröhre

ersten Resonator geschwindigkeitsmoduliert, d. h., die Elektronengeschwindigkeit ist eine periodische Funktion der Zeit. Dies hat zur Folge, daß in dem anschließenden Raum, der Trifftrecke, die langsamen Elektronen von den rascheren eingeholt werden und so eine Strommodulation entsteht. Dieser Vorgang ist im Bild 3, dem sogenannten Elektronenfahrplan (Applegate diagram) wiedergegeben [11]. Nach rechts ist im Bild 3b die normierte Zeit (ωt) und nach oben die normierte Entfernung von der Steuerstrecke E , das Ballungsmaß X , aufgetragen. Das Ballungsmaß ist das halbe Produkt aus Spannungsaussteuerung \hat{U}/\bar{U} , Spaltfaktor m und Laufwinkel $\frac{\omega z}{\bar{v}}$.

Der Spaltfaktor m ist kleiner als Eins und berücksichtigt die Tatsache, daß eine Steuerstrecke mit endlichem Laufwinkel eine kleinere Geschwindigkeitsmodulation hervorruft als eine Doppelschicht. Bei konstanter Aussteuerung ist X proportional z , der Entfernung vom ersten Resonator (siehe z. B. [12], S. 40 u. 48)

$$X = \frac{1}{2} m \frac{\hat{U}}{\bar{U}} \cdot \frac{\omega z}{\bar{v}} \tag{1}$$

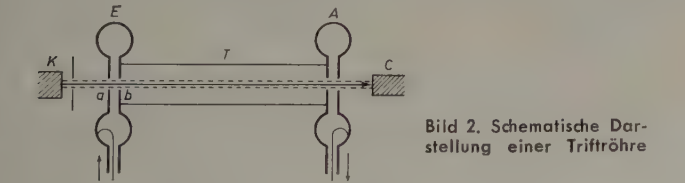


Bild 2. Schematische Darstellung einer Triffröhre

vernachlässigt werden kann. Weiterhin wird hier die Einschränkung getroffen, daß im Elektronenstrahl nur Längskomponenten des elektrischen Feldes wirksam sind. Röhren mit transversalen Ablenkungen der Elektronen (siehe z. B. [10]) werden nicht beschrieben.

3.1 Wirkungsweise der Triffröhren

Als Triffröhren bezeichnet man Laufzeitröhren, deren Verstärkermechanismus auf der Umwandlung einer Geschwindigkeitsmodulation in eine Strommodulation beruht, ohne daß daran Hochfrequenzfelder beteiligt sind, die von außen auf den Strahl einwirken. Bild 2 zeigt schematisch den Aufbau einer solchen Röhre. Ein Elektronenstrahl, der von einer Katode K ausgeht, tritt erst durch einen Resonator E , durchläuft eine Trifftrecke T , tritt durch einen zweiten Resonator A und trifft auf einen Auffänger C . Die beiden Resonatoren

Ein Elektron bewegt sich, wenn keine Kräfte darauf einwirken, mit gleichförmiger Geschwindigkeit. Die Geschwindigkeitsaussteuerung \hat{v}/\bar{v} bleibt also entlang des ganzen Weges konstant, wie dies im Bild 3a angedeutet ist. Im Diagramm Bild 3b entsprechen dieser Bewegung Geraden, deren Neigungen von der Geschwindigkeit abhängen. Als Folge der Geschwindigkeitsmodulation am Eingangsresonator haben daher die Geraden verschiedene Neigung. Die Dichte der Linien an einem bestimmten Ort z oder X repräsentiert die Zahl der durch diesen Querschnitt tretenden Elektronen und damit den Konvektionsstrom. Aus dem Diagramm ist nun zu ersehen, daß durch die Geschwindigkeitsmodulation am Eingangsresonator ($X = 0$) im Triftraum eine Strommodulation entsteht. Diesen Vorgang bezeichnet man als Phasenfokussierung.

Die Strommodulation wächst entlang des Weges so lange an, bis die schnellen Elektronen die langsamen überholen. Von Interesse ist dabei meist die Amplitude der Grundwelle (Konvektionsstromschwankung mit der Frequenz der Anregung). Sie ist gegeben durch (siehe z. B. [12], S. 49)

$$\hat{i}_1 = 2i I_1(X) \quad (2)$$

($I_1(X)$ ist die Besselfunktion erster Art und erster Ordnung.) Im Bild 3a ist die Amplitude der Grundwelle als Funktion des Ballungsmaßes X aufgetragen. Für den Wert $X = 1,84$ erreicht die Strommodulation ein Maximum. Man wird also den Ausgangskreis etwa an diesen Ort legen, da ein Resonanzkreis nur auf Strommodulation anspricht. Diese Stromschwankungen induzieren Spannungen im Resonator, die als Ausgangssignal abgenommen werden können.

Für obige Beschreibung wurde angenommen, daß auf die Elektronen im Laufraum keine Kräfte wirken. Dies trifft nur bei verschwindend kleiner Raumladung zu. Bei stärkerer Raumladung treten zwischen den einzelnen Elektronen abstoßende Kräfte auf, die sich folgendermaßen auswirken: Die schnellen Elektronen versuchen, die langsamen einzuholen, wodurch eine Strommodulation entsteht. Schon vor dem Überholen werden jedoch die abstoßenden Kräfte zwischen den Elektronen so stark, daß die raschen Elektronen gebremst und die langsamen beschleunigt werden (Bild 4). Die sich bildende La-

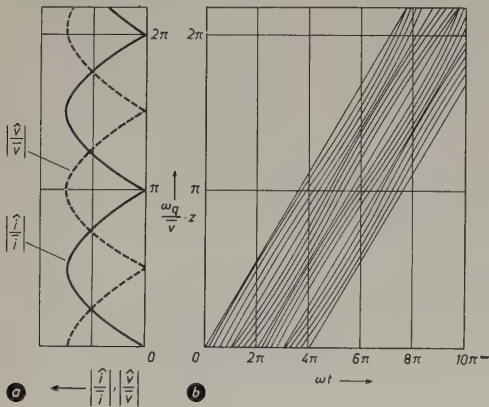


Bild 4. Raumladungswellen (Berücksichtigung der abstoßenden Kräfte zwischen den einzelnen Elektronen); a) Amplitude der Strom- und Geschwindigkeitsmodulation als Funktion der Entfernung vom Eingangsresonator; b) Entfernung der Elektronen vom Eingangsresonator als Funktion der Zeit

adungsverdichtung fließt auseinander, und es entsteht wieder ein Zustand der reinen Geschwindigkeitsmodulation, bei dem allerdings jetzt die ursprünglich schnellen Elektronen langsam sind und umgekehrt. Dieser Vorgang wiederholt sich dauernd und wird durch die sogenannten Raumladungswellen beschrieben [13, 14]. Die Gleichungen (3) geben die Strom- und Geschwindigkeitsschwankungen an einer beliebigen Stelle z als Funktion der Eingangsschwankungen ($z = 0$) an (siehe z. B. [15]).

$$\begin{aligned} \hat{i}(z) &= \left[\hat{i}(0) \cos \frac{\omega_q}{v} z - \hat{u}(0) \frac{j}{Z_q} \sin \frac{\omega_q}{v} z \right] e^{-j \frac{\omega}{v} z} \\ \hat{u}(z) &= \left[-\hat{i}(0) j Z_q \sin \frac{\omega_q}{v} z + \hat{u}(0) \cos \frac{\omega_q}{v} z \right] e^{-j \frac{\omega}{v} z} \end{aligned} \quad (3)$$

Darin ist $\hat{u}(z)$ die einer Geschwindigkeitsamplitude entsprechende Spannungsamplitude, ω_q die effektive Plasmafrequenz (eigentlich Plasmakreisfrequenz) und Z_q die effektive „Strahlimpedanz“; also

$$\begin{aligned} \hat{u}(z) &= -\frac{\bar{v}}{\eta} \hat{v}(z) \\ \omega_q &= s \sqrt{\frac{\eta}{\pi \varepsilon_0} \cdot \frac{\hat{i}}{\bar{v} r_b^2}} \\ Z_q &= -2 \frac{\bar{U}}{\hat{i}} \cdot \frac{\omega_q}{\omega} \end{aligned} \quad (4)$$

($\eta = 1,76 \cdot 10^{11}$ Cb/kg = spezifische Ladung des Elektrons, $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m = Dielektrizitätskonstante des Vakuums, r_b = Strahlradius in m, \bar{v} = Elektronengleichgeschwindigkeit in m/s, \hat{i} = Strahlstrom in A)

Der Plasmareduktionsfaktor $s \leq 1$ berücksichtigt den Unterschied der defokussierenden Kräfte im betrachteten Elektronenstrahl gegenüber den Kräften in einem Elektronenstrahl unendlicher seitlicher Ausdehnung. Der Faktor s hängt ab vom Strahlquerschnitt, von der Form der den Strahl umgebenden Leiter sowie von der Größe eines in Achsrichtung vorhandenen magnetischen Fokussierungsfeldes [16–18].

Die Phasenfokussierungen nach Bild 3 und 4 stellen die beiden Grenzfälle dar. Die Annahme fehlender Abstoßungskräfte (Bild 3) ist bei relativ geringer Raumladungsdichte und bei starker Aussteuerung gerechtfertigt. Bei kleiner Aussteuerung und relativ großer Raumladung entsprechen die Verhältnisse der Darstellung von Bild 4. Infolge des korpuskularen Charakters des Elektronenstroms und der statistischen Verteilung von Geschwindigkeit und Dichte existiert keine scharfe Grenze zwischen diesen beiden Effekten, und es sind im Übergangsgebiet beide Wirkungen mehr oder weniger vorhanden. Eine Abschätzung der Betriebsbedingungen, bei denen sich dieser Übergang vollzieht, kann folgendermaßen vorgenommen werden: Beide Betrachtungsweisen ergeben einen Ort maximaler Strommodulation. Man setzt nun als Grenze zwischen den beiden Anwendungsbereichen die Bedingungen an, daß nach beiden Theorien am selben Ort die maximale Strommodulation entsteht. Es ist dann sinnvoll zu sagen, daß für Ströme, die größer als dieser Grenzwert sind, die Raumladungs-Theorie entsprechend Bild 4 gilt (die Abstoßung erfolgt hier früher als die Überholung), während für kleinere Ströme die Verhältnisse nach Bild 3 gelten sollen. (Hier überholen sich die Elektronen, bevor die abstoßenden Kräfte genügend groß sind.) Die sich so ergebende Bedingung für die Grenze lautet (vergleiche dazu auch [19], wo andere Gesichtspunkte zur nahezu gleichen Grenze führten)

$$\frac{m}{U} \hat{U} = 2,34 \frac{\omega_q}{\omega} \quad (5)$$

Im Bild 5 ist die Beziehung (5) dargestellt. Kennt man für einen Elektronenstrahl die effektive Plasmafrequenz ω_q , so kann man feststellen, bis zu welcher Aussteuerung eine Beschreibung nach der Raumladungstheorie bessere Resultate liefert als der Elektronenfahrplan.

Durch Verschieben eines Resonators entlang eines Elektronenstrahls konnte experimentell durch Aufnahmen der Kurven $\hat{i}_1(z)$ festgestellt werden, welcher der beiden Effekte vorherrschend ist [20]. Zwei Messungen ergaben eine Strommodulation gemäß Bild 3 links mit abklingenden Amplituden, zwei Messungen ergaben konstante Amplituden, wie im Bild 4 links gezeigt. Die vier entsprechenden Meßpunkte sind im Bild 5 eingetragen und liegen in den erwarteten Bereichen. Die Daten der Messung sind in der Bildunterschrift angegeben.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß für kleine Signale (Anfangsstufenverstärker und Rauschuntersuchungen) die Raumladungs-Theorie anzuwenden ist, während für große Signale (Verstärkerklystrons) Überholeffekte zu berücksichtigen sind.

In der vorangegangenen Betrachtung wurde angenommen, daß die Gleichgeschwindigkeit \bar{v} der Elektronen im Triftraum konstant ist. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, sondern ist im betrachteten Abschnitt die Gleichgeschwindigkeit der Elektronen eine Funktion des Ortes, so werden auch die Hochfrequenzeigenschaften davon beeinflusst. Die Gleichungen (3) entsprechen formell den Leitungs-

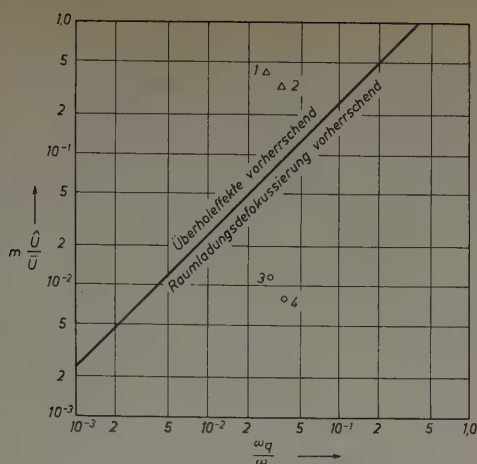


Bild 5. Grenze zwischen Phasenfokussierung entsprechend dem Elektronenfahrplan und Phasenfokussierung entsprechend den Raumladungswellen, ermittelt durch Meßanordnung nach [20] (Strahldurchmesser 0,83 mm, Meßfrequenz 3 GHz). Punkt 1: $\bar{U} = 1000$ V, $\bar{i} = 1,9$ mA, $\hat{U} = 480$ V, abklingende Amplitude beobachtet (Teil III, Bild 10); Punkt 2: $\bar{U} = 1500$ V, $\bar{i} = 3,5$ mA, $\hat{U} = 600$ V, abklingende Amplitude beobachtet (Teil III, Bild 10); Punkt 3: $\bar{U} = 1000$ V, $\bar{i} = 1,9$ mA, $\hat{U} = 11$ V, konstante Amplitude beobachtet (Teil III, Bild 11); Punkt 4: $\bar{U} = 1500$ V, $\bar{i} = 3,5$ mA, $\hat{U} = 11$ V, konstante Amplitude beobachtet (Teil III, Bild 11; Teil III erscheint voraussichtlich in Nr. 9/57)

gleichungen, und man kann daher als Ersatzschaltbild für eine Elektronenströmung konstanter Gleichgeschwindigkeit eine Leitung mit konstantem Wellenwiderstand benutzen. Für Elektronenstrahlen mit örtlich veränderlicher Gleichgeschwindigkeit (in z -Richtung) ist das entsprechende Ersatzschaltbild eine inhomogene Leitung mit veränderlichem Wellenwiderstand [21] oder eine homogene Leitung in Serie mit einem Transformator [22]. Ist die Änderung der Gleichgeschwindigkeit in z -Richtung periodisch, so kann das Hochfrequenzverhalten des Elektronenstrahls genau wie in Leitungen (s. Abschn 3.4) durch eine Summe von Teilwellen beschrieben werden [23].

3.2 Wirkungsweise der Lauffeldröhren

Der zweite Laufzeiteffekt, der in Mikrowellenröhren herangezogen wird, beruht auf einer Wechselwirkung zwischen einem Elektronenstrahl und einer fortschreitenden Welle („Lauffeld“). Die prinzipielle Wirkungsweise einer Lauffeldröhre wird an Hand von Bild 6 erläutert: Die Verzögerungsleitung VL leitet eine Welle, die mit einer Phasengeschwindigkeit v_p in z -Richtung fortschreitet; das im Bild 6 gezeichnete Feldlinienbild der elektrischen Feldstärke wandert mit

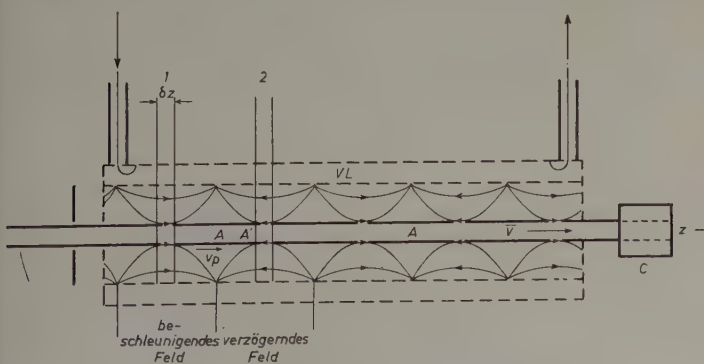


Bild 6. Wirkungsweise einer Lauffeldröhre

der Geschwindigkeit v_p . In der Achse der Leitung bewegen sich die Strahlelektronen mit der mittleren Geschwindigkeit \bar{v} . Nimmt man an, daß in einem beliebig gewählten Abschnitt 1 durch das Hochfrequenzfeld der Leitung eine Geschwindigkeitsmodulation erzeugt wird, so ruft diese infolge des endlichen Laufwinkels zwischen Abschnitt 1 und 2 im Abschnitt 2 eine Strommodulation hervor. Die Geschwindigkeitsmodulation im Abschnitt 1 erfolgt leistungslos (kleine Aussteuerung und kleine Länge ∂z vorausgesetzt), da gleich-

viele Elektronen beschleunigt wie verzögert werden. Im Abschnitt 2 kommt daher die Welle auf der Verzögerungsleitung mit gleicher Amplitude an wie im Abschnitt 1. Zusätzlich wird aber nun bei geeigneten Phasenbeziehungen (Synchronismus zwischen Strahl und Welle, $\bar{v} \approx v_p$) durch die Strommodulation im Strahl eine Spannung in der Leitung induziert, so daß die Amplitude der Welle vergrößert wird. Dieser Verstärkungseffekt wiederholt sich entlang der ganzen Leitung und verursacht so ein exponentielles Ansteigen der Hochfrequenzleistung entlang der Röhre.

Man kann die Hochfrequenzvorgänge auch vom Standpunkt eines sich mit der Geschwindigkeit v_p mitbewegenden Beobachters aus betrachten. Für diesen Beobachter erscheint das Feld der Welle als statisches Feld. Die Elektronen bewegen sich dann bei Synchronismus etwa auf den Feldlinien, und es tritt eine Anhäufung von Elektronen im Bereich um A ein. Läuft nun der Elektronenstrahl etwas rascher als die Welle auf der Verzögerungsleitung, so wird die Anhäufung in Richtung A' verschoben. Es befinden sich dann mehr Elektronen im Verzögerungsfeld der Welle als im Beschleunigungsfeld, und daher gibt der Elektronenstrahl Leistung an das Feld der Welle ab. Das Anwachsen der Amplitude der Welle auf der Verzögerungsleitung beruht also auf einer Anhäufung von Elektronen im verzögernden Feld der Welle.

Eine quantitative Behandlung der Wechselwirkung zwischen einem Elektronenstrahl und einer fortschreitenden Welle ist z. B. in [24, 25, 26] zu finden. Die Leistungsverstärkung in Dezibel einer Lauffeldröhre ist durch die folgende Beziehung gegeben ([26], S. 16):

$$G = -9,54 + 47,3 CN \quad (6)$$

Die Größe C wird Gewinnparameter genannt und ist in (7) definiert; N ist die Anzahl der Wellenlängen auf der Verzögerungsleitung. Der Koppelwiderstand K wird in Abschn. 3.4 noch genauer beschrieben.

$$C = \sqrt[3]{K \frac{i}{4U}} \quad (7)$$

Die Formel (6) gilt für kleine Raumladungen und dämpfungs freie Verzögerungsleitung bei Synchronismus zwischen Elektronenstrahl und verzögerter Welle. Der Elektronenstrahl tritt unmoduliert in die Verzögerungsleitung VL ein. Erst nach einer gewissen Strecke entsteht im Strahl, hervorgerufen durch das elektrische Feld der Signalleitung auf der Verzögerungsleitung, eine Strommodulation; erst dann kann der Elektronenstrahl Energie an die Leitung abgeben und eine Verstärkung der Welle bewirken. Aus diesem Grunde fällt das erste Stück der Verzögerungsleitung für die Verstärkung fort, was der Grund für das Auftreten des Summanden $-9,54$ in (6) ist. Eine auf der Verzögerungsleitung etwa vorhandene Dämpfung verkleinert die Verstärkung der Röhre, so daß der Faktor 47,3 in (6) durch einen kleineren Wert ersetzt werden muß [27]. Ebenso verkleinert eine starke Raumladung durch ihre defokussierenden Kräfte die Verstärkung, was ebenfalls zu Korrekturen in (6) führt.

Die Energie zwischen Welle und Elektronenstrahl in Lauffeldröhren wird durch Anlaufen der Elektronen gegen ein relativ schwaches elektrisches Feld entlang eines langen Weges ausgetauscht. Dieses schwache Feld kann durch eine Leitung mit großer Bandbreite erzeugt werden, so daß die Lauffeldröhre in einem sehr breiten Frequenzband Verstärkung erlaubt; es können Röhren gebaut werden, die bei konstanten Betriebsbedingungen beispielsweise im ganzen Bereich von 2 bis 4 GHz verstärken. Im Gegensatz dazu vollzieht sich der Energieaustausch in einem Klystronverstärker auf der kurzen Strecke des Auskoppelpaltes. Für günstige Leistungsauskopplung muß hier die Feldstärke sehr groß sein, was das Vorhandensein schmalbandiger Resonanzgebilde voraussetzt. Die Bandbreite eines Klystrons ist also allgemein wesentlich kleiner als die einer Wanderfeldröhre.

Von der Welle auf der Verzögerungsleitung wurde in den bisherigen Beschreibungen nur gefordert, daß ihre Phasengeschwindigkeit etwa gleich der Elektronengeschwindigkeit ist. Üblicherweise wird auf einer Leitung die Energie in Richtung der Phasengeschwindigkeit transportiert. Das Signal wird dann an dem Ende der Verzögerungsleitung eingekoppelt, das der Elektronenkanone zugewandt ist. Die Einkopplung des verstärkten Signales geschieht an der Auffängerseite. Die üblichen Wanderfeldröhren arbeiten auf diese Weise. Einige Ausführungsformen werden im III. Teil dieser Arbeit besprochen.

Wie in der Beschreibung der Verzögerungsleitungen (Abschn. 3.4) noch genauer gezeigt wird, ist es möglich, Leitungen zu bauen, auf denen die Energie entgegengesetzt zur Richtung der Phasengeschwindigkeit (einer Teilwelle) transportiert wird. In diesem Fall wandert die vom Elektronenstrahl an die Welle abgegebene Leistung in Richtung zur Elektronenkanone und erzeugt so eine „Rückkopplung“, die zur Schwingungsanfachung dienen kann. Röhren, die so betrieben werden, nennt man Rückwärtswellenröhren (backward-wave-tubes); sie werden im III. Teil dieser Arbeit näher beschrieben.

An Stelle der Verzögerungsleitung kann auch ein zweiter Elektronenstrahl Verwendung finden. Man nennt solche Röhren Elektronenwellenröhren; ihre Wirkungsweise ist in [28, 29] beschrieben.

3.3 Energieverhältnisse

Die Betrachtung des Energieflusses ist ein sehr geeignetes Kontrollmittel für die Richtigkeit des physikalischen Bildes. Außerdem erleichtert die Kenntnis der Leistungsverhältnisse das Verständnis der Hochfrequenzvorgänge wesentlich. Die Schwierigkeiten der Untersuchung der von einem Elektronenstrahl transportierten Leistung liegen darin, daß hier bewegte Ladungsträger am Energietransport beteiligt sind. Die Energie setzt sich also zusammen aus kinetischer Energie, die in den bewegten Elektronen steckt, und dem elektromagnetischen Leistungsfluß. Die kinetische Energie wird im Aufhänger der Röhre in Wärmeenergie umgewandelt. Die im Elektronenstrahl transportierte elektromagnetische Feldenergie ist bei normalem Betrieb sehr klein und kann vernachlässigt werden.

Die von einem Elektronenstrahl durch einen gegebenen Querschnitt transportierte kinetische Leistung ist gleich der Anzahl der pro Zeiteinheit durch diesen Querschnitt tretenden Elektronen n mal der kinetischen Energie der einzelnen Elektronen $\frac{m v^2}{2}$. Die Anzahl n der Elektronen kann durch den Konvektionsstrom i , die Geschwindigkeit v oder die kinetische Energie $\frac{m v^2}{2}$ kann durch eine Spannung U ausgedrückt werden

$$n = \frac{i}{-e} \qquad \frac{m v^2}{2} = -e U \qquad (8)$$

Damit ergibt sich also für die kinetische Leistung

$$P_k = n \cdot \frac{m v^2}{2} = U \cdot i \qquad (9)$$

Der Strom i ist der Momentanwert des durch den betreffenden Querschnitt tretenden Stromes. Die Spannung U ist nicht die Beschleunigungsspannung, sondern die der Geschwindigkeit der Elektronen entsprechende Spannung, also auch eine zeitlich veränderliche Größe. Die Größe P_k ist demnach der Momentanwert der durch einen gegebenen Querschnitt tretenden kinetischen Leistung.

Im folgenden wird die Betrachtung auf kleine Aussteuerungen und sinusförmige Vorgänge beschränkt. Bezeichnet man mit \hat{i} und \hat{U} Strom und Spannung des unmodulierten Strahles und mit \hat{i} und \hat{u} die Spitzenwerte der Abweichungen davon im modulierten Zustand, so kann man die im Zeitmittel durch einen gegebenen Querschnitt tretende kinetische Leistung folgendermaßen ausdrücken

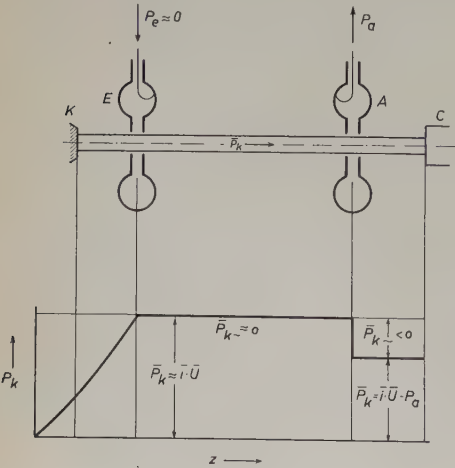


Bild 7. Leistungsfluß in Triftröhren; oben: Schema einer Triftröhre; unten: die im Elektronenstrahl transportierte Leistung in Abhängigkeit von der Ortskoordinate

$$\bar{P}_k = P_k + \bar{P}_{k\sim}$$

$$P_k = -\hat{i} \bar{U}; \quad \bar{P}_{k\sim} = \frac{|\hat{i}| |\hat{u}|}{2} \cdot \cos \varphi = \Re \left(\frac{\hat{i} \hat{u}^*}{2} \right) \qquad (10)$$

(Der Winkel φ ist die Phasendifferenz zwischen \hat{i} und \hat{u} , und \hat{u} ist die „kinetische Spannung“ entsprechend (4).) Gleichung (10) besagt, daß durch Modulation des Strahles seine mittlere kinetische Energie geändert werden kann; abhängig von der Phasendifferenz φ , kann die mittlere Energie gehoben oder gesenkt werden.

Mit Hilfe des so bestimmten Wechselstromanteiles $\bar{P}_{k\sim}$ der kinetischen Leistung kann man eine Reihe allgemeiner Gesetzmäßigkeiten aufstellen: Wird einem Elektronenstrahl in einem betrachteten Abschnitt keine Energie entzogen (wie beispielsweise in einer Triftröhre), so müssen sich darin alle Vorgänge so abspielen, daß das Produkt $|\hat{i}| |\hat{u}| \cos \varphi$ konstant bleibt. Eine Folgerung dieser Erhaltung der kinetischen „Wechselstromenergie“ ist die Existenz einer unteren Grenze für die Rauschzahl einer Laufzeitröhre, gegeben durch die kinetische Schwankungsenergie an der Kathode, wie im Abschn. 3.6 noch näher erklärt wird. Weiter kann man sagen, daß in Lauffeldröhren der Elektronenstrahl die Verzögerungsleitung immer so verläßt, daß die Phasendifferenz zwischen \hat{i} und \hat{u} einen Wert zwischen $\pi/2$ und $3\pi/2$ hat; die einzige Energiequelle ist nämlich der Elektronenstrahl und, da Hochfrequenzenergie entsteht, muß die mittlere Strahlenergie durch die Hochfrequenzmodulation des Strahles gesenkt werden.

Eine ausführliche Untersuchung des Leistungsflusses in Elektronenstrahlen ist in [30, 31, 32] zu finden. Im folgenden wird der kinetische Leistungsfluß an Hand einiger Beispiele diskutiert.

3.31 Triftröhren

Obige Energiebetrachtungen gelten voraussetzungsgemäß nur für kleine Signale; man hat daher den Elektronenstrahl nach der Theorie der Raumladungswellen zu beschreiben, wie im Abschn. 3.1 gezeigt wurde. Mit (3) und (10) kann man den kinetischen Leistungsfluß als Funktion der Ortskoordinate z bestimmen. Bild 7 zeigt die Energiebilanz für eine Triftröhre, in der die Steuerstrecke E idealisiert, als Doppelschicht, angenommen wurde. Eine Doppelschicht erzeugt wegen des beliebig kleinen Laufwinkels eine reine Geschwindigkeitsmodulation, so daß für ihre Aussteuerung keine Leistung benötigt wird. In (3) ist also $i(0) = 0$ zu setzen. Man sieht dann, daß der durch die Modulation entstehende Anteil des Leistungsflusses $P_{k\sim}$ Null ist, da zwischen Strom und Spannung (oder Geschwindigkeit) eine Phasendifferenz von 90° besteht. Im zweiten Resonator A induziert der durchtretende Konvektionsstrom eine Spannung am Resonatorspalt, die ihrerseits eine Geschwindigkeitsmodulation im Strahl hervorruft. Dadurch wird die Phasendifferenz φ zwischen Strom und Spannung (Geschwindigkeit) in den Bereich $90^\circ \dots 180^\circ$ verschoben (vergl. z. B. [12], S. 56—61), so daß für $P_{k\sim}$ ein negativer Wert entsteht. In Triftröhren hat also der Elektronenstrahl im Triftraum dieselbe Gesamtenergie wie beim Eintritt in die Steuerstrecke; erst hinter dem Auskoppelresonator ist die mittlere Energie im Strahl gesenkt.

3.32 Wanderfeldröhren

In Wanderfeldröhren ist der Elektronenstrahl entlang der ganzen Verstärkungsstrecke mit einer Verzögerungsleitung gekoppelt. Außer dem Leistungsfluß im Elektronenstrahl wird also auch noch auf der Leitung Leistung transportiert. Bild 8 zeigt schematisch die Leistungsbilanz für eine Wanderfeldverstärkerröhre. Die zur Berechnung notwendigen Gleichungen sind beispielsweise in [33] zu finden. Da die Amplitude der Welle exponentiell mit der Ortskoordinate wächst, steigt auch die transportierte Wechselstromleistung auf der Leitung \bar{P}_L (proportional dem Quadrat der Feldstärke $|E|^2$) exponentiell mit der Ortskoordinate. Der Leistungsaustausch P_t zwischen dem Elektronenstrahl und der Leitung ist durch das Produkt $\Re (i \cdot E^*)$ bestimmt. Ist die Phase zwischen Strom und Feldstärke so, daß sich mehr Elektronen im bremsenden Feld befinden als im beschleunigenden, so gibt der Elektronenstrahl an die Leitung Energie ab. Dies trifft für die verstärkte Welle in der Wanderfeldröhre zu. Dieser transversale Leistungsfluß P_t ist außerdem gleich der Änderung der auf der Leitung oder im Strahl transportierten Energie. Die transportierte kinetische Energie bestimmt man mit (10). Die Leistung im

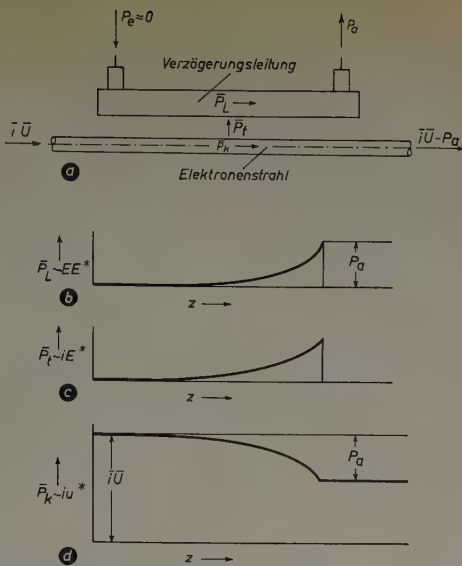


Bild 8. Leistungsfluß in Wanderfeldröhren; a) schematische Darstellung einer Wanderfeldröhre; b) die auf der Verzögerungsleitung transportierte Leistung; c) Leistungsaustausch zwischen Elektronenstrahl und Verzögerungsleitung; d) die im Elektronenstrahl transportierte Leistung

Strahl an einer beliebigen Stelle z ist gerade um den Betrag der an dieser Stelle in der Leitung transportierten Leistung gesunken.

Diese Betrachtungen wurden unter der Voraussetzung angestellt, daß die Verstärkung der Röhre so groß ist, daß die eingekoppelte Leistung P_e vernachlässigt werden kann. Trotzdem soll die Röhre in der ganzen Länge „linear“ arbeiten. Bei großen Ausgangsleistungen und „nichtlinearem“ Betrieb der Röhre steigt die Welle nicht mehr exponentiell bis zum Ende der Röhre an; die Spitzen der Leistungstransporte am Ende der Röhre sind abgeflacht.

3.33 Rückwärtswellenröhren

In der Rückwärtswellenröhre bestimmt man den Leistungsfluß genau so wie in der Wanderfeldröhre aus den drei Größen E , i und v oder u . Die dazu notwendigen Beziehungen sind beispielsweise in [34] zu finden. Bild 9 zeigt den Leistungsfluß in einer Rückwärtswellenröhre. Die vom Strahl an die Leitung abgegebene Leistung wandert als Folge der speziellen Leitungseigenschaften (Rückwärtselle) in Richtung zur Kathode. Der Ausgang der Röhre liegt deshalb auch am katodenseitigen Ende der Leitung. Die größte auskoppelbare Hochfrequenzleistung wird hauptsächlich durch die Strommodulation begrenzt, die einen bestimmten Wert nicht überschreiten kann. Die

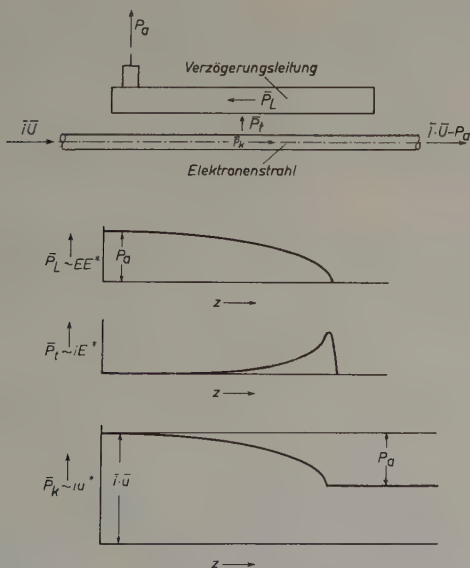


Bild 9. Leistungsfluß in Rückwärtswellenröhren; a) schematische Darstellung einer Rückwärtswellenröhre; b) die auf der Verzögerungsleitung transportierte Leistung; c) Leistungsaustausch zwischen Elektronenstrahl und Verzögerungsleitung; d) die im Elektronenstrahl transportierte Leistung

größte Strommodulation tritt am Ende der Leitung auf; dort ist aber die Feldstärke Null, so daß kein Energieaustausch zwischen Strahl und Leitung stattfinden kann. Im Gegensatz dazu ist in der normalen Wanderfeldröhre (mit Vorwärtsellen) die Feldstärke am Ende der Leitung am größten. Dies ist ein Grund dafür, daß für Rückwärtsellenröhren der Wirkungsgrad kleiner ist als für Wanderfeldröhren.

Schrifttum

- [1] Stetter, W., u. Müller, R.: Überblick über den Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren, I. Teil. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 6, S. 168—171
- [2] Huber, H.: Tube à ondes progressives avec focalisation purement électrostatique. Franz. Pat. Nr. 993492 v. 21. 4. 1949
- [3] Jonker, J. L. H., u. Versnel, A.: A magnetless magnetron. Philips' Res. Rep. Bd. 9 (1954) S. 458—459
- [4] Cook, J. S., Kompfner, R., u. Yocom, W. H.: Slalom-flow, a new method of periodic electrostatic focusing of electron beams. Vortr. Congr. internat. „Tubes hyperfréquences“, Paris, Mai—Juni 1956
- [5] Mourier, G.: L'anticyclotron — un nouveau type de tube à propagation d'ondes à champ magnétique. Ann. Radioélectr. Bd. 5 (1950) S. 206—219
- [6] Lerbs, A.: Les tubes à modulation de vitesse à groupement transversal et leur place dans l'ensemble des tubes à modulation de vitesse. Vortr. Congr. Internat. „Tubes hyperfréquences“, Paris, Mai—Juni 1956
- [7] Alven, H., u. Romell, D.: A new electron tube: The Strophotron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 42 (1954) S. 1239—1241
- [8] Guenard, P., u. Döhler, O.: E- and C-type traveling-wave devices. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) S. 261
- [9] Heffner, H., u. Watkins, D. A.: The practicality of E-type traveling-wave devices. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 1007—1008
- [10] Adler, R., Kromhout, O. M., u. Clavier, P. A.: Transverse-field traveling-wave tubes with periodic electrostatic focusing. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) S. 82—88
- [11] Brücke, E., u. Recknagel, A.: Über die Phasenfokussierung bei der Elektronenbewegung in schnell veränderlichen elektrischen Feldern. Z. Phys. Bd. 108 (1938) S. 459—471
- [12] Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Stuttgart 1952, Hirzel
- [13] Hahn, W. C.: Small signal theory of velocity-modulated electron beams. General Electric Rev. Bd. 42 (1939) S. 258—270
- [14] Ramo, S.: The electronic wave theory of velocity modulation tubes. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 27 (1939) S. 757—763
- [15] Pöschl, K.: Mathematische Methoden in der Hochfrequenztechnik. Berlin 1956, Springer. Vgl. insbes. S. 316
- [16] Branch, G. M., u. Mihran, T. G.: Plasma frequency reduction factors in electron beams. Trans. Inst. Radio Eng. ED-2 (1955) Nr. 2, S. 3—11
- [17] Labus, J., u. Liebscher, R.: Plasmawellenlänge und rauscharme Wanderfeldröhre. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 10 (1956) S. 421—423
- [18] Brewer, G. R.: Some effects of magnetic field strength on space charge wave propagation. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) S. 896—903
- [19] Haus, H. A.: Propagation of signals on electron beams. Mass. Inst. of Technol. Quart. Progr. Rep. (Jan. 1954) S. 26—28
- [20] Haus, H. A.: Propagation of signals on electron beams. Mass. Inst. of Technol. Quart. Progr. Rep. (Okt. 1953) S. 20—23
- [21] Peter, R. W., u. Bloom, S.: Transmission line analogy of a modulated electron beam. RCA Rev. Bd. 15 (1954) S. 95—112
- [22] Müller, R.: Raumladungswellen in beschleunigten und verzögerten eindimensionalen Elektronenströmungen. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 9 (1955) S. 505 bis 512
- [23] Müller, R.: Teilwellen in Elektronenströmungen. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 10 (1956) S. 505—511
- [24] Kompfner, R.: The traveling-wave tube. Wirel. Eng. Bd. 24 (1947) S. 255—266
- [25] Kleen, W., Brück, L., Döhler, O., u. Huber, H.: Steuerung von Elektronenströmen durch fortschreitende elektromagnetische Wellen (Lauffeldröhren). Fortschr. d. Hochfrequenztechn. (ed.: Vilbig u. Zennek) Bd. 3, Leipzig 1954, Akad. Verl.-Ges., S. 226—364
- [26] Pierce, J. R.: Traveling wave tubes. New York 1950, van Nostrand
- [27] Kleen, W., u. Pöschl, K.: Der Einfluß der Leitungsdämpfung auf den Leistungsgewinn der Traveling-Wave-Röhre. Fernmeldetechn. Z. Bd. 6 (1953) S. 61—68
- [28] Pierce, J. R.: Double stream amplifiers. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 37 (1949) S. 980—985
- [29] Labus, J.: HF-Verstärkung durch Wechselwirkung zweier Elektronenstrahlen. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 4 (1950) S. 353—360
- [30] König, H. W.: Kinetische Energiedichte und kinetischer Leistungsfluß in Elektronenströmungen. Österr. Ing.-Arch. Bd. 10 (1956) S. 221—225
- [31] Louisell, W. H., u. Pierce, J. R.: Power flow in electron beam devices. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 425—427
- [32] Walker, L. R.: Power flow in electron beams. J. appl. Phys. Bd. 26 (1955) S. 1031—1033
- [33] Harman, W. W.: Fundamentals of electronic motion. London 1953, McGraw-Hill
- [34] Pöschl, K.: Zur Theorie des Carcinotrons. Fernmeldetechn. Z. Bd. 7 (1954) S. 558—562

(eingegangen: 2. Febr. 1957)

Berechnungsanleitung für Flip-Flop-Schaltungen

In der Impulstechnik bedient man sich heute einer Anzahl von Standard-schaltungen, die in oft umfangreichen Apparaturen zur Lösung einer größeren Aufgabe als „Bausteine“ eingesetzt werden. Dazu benötigt der mit solchen Aufgaben beschäftigte Ingenieur ein zeitsparendes Verfahren für die Dimensionierung dieser „Bausteine“ innerhalb gewisser Grenzen. Es kann nun durch die spezielle Behandlung jedes Anwendungsfalles oft sehr rasch eine völlig ausreichende Lösung für die Schaltungsdimensionierung gefunden werden, die auf dem Umweg über die allgemeine rechnerische Behandlung der jeweiligen Schaltung einschließlich aller möglichen Nebenbedingungen nur mit größerem Zeitaufwand zum gleichen Ziel führt.

Eine besonders in der Zähltechnik, in der industriellen Elektronik, in der Strahlungstechnik sowie auch in der allgemeinen Meßtechnik zur Erzeugung von rechteckförmigen Spannungen benutzte Schaltung ist die Flip-Flop- oder Eccles-Jordan-Schaltung. Ausgehend von den Anwendungsmöglichkeiten des Flip-Flop und der Funktion einzelner Teile dieser Schaltung wird im folgenden ein Dimensionierungsverfahren für sämtliche darin enthaltenen Schaltelemente angegeben, dessen Brauchbarkeit an zwei Beispielen gezeigt wird.

1. Verwendungsmöglichkeiten des Flip-Flop

Betrachtet man zunächst den Flip-Flop als Baustein, so stellt man fest, daß er in der Lage ist, mehr oder weniger exakte Rechteckspannungen abzugeben, falls am Eingang die sogenannte Triggerspannung, die eine bestimmte Form und Größe haben muß, angelegt wird. Der Flip-Flop ist von selbst nicht schwingfähig, er hat vielmehr zwei stabile Stellungen, die er sprunghaft unter dem Einfluß der Triggerspannung einnimmt. Die Zeitdauer, in der er jeweils in einer Stellung verbleibt, wird durch den zeitlichen Abstand der Triggerimpulse bestimmt.

Aus diesen Eigenschaften ergeben sich die Anwendungsmöglichkeiten, von denen hier zwei charakteristische Beispiele erwähnt werden sollen. Im Bild 1 ist die Anwendung des Flip-Flop als Untersetzer dargestellt. Die von einem Flip-Flop gelieferte Rechteckspannung wird einem Diffe-

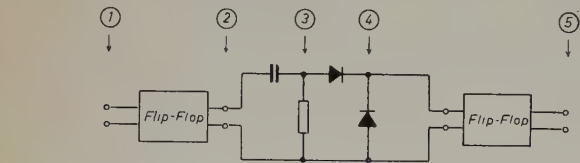


Bild 1. Flip-Flop als Untersetzer

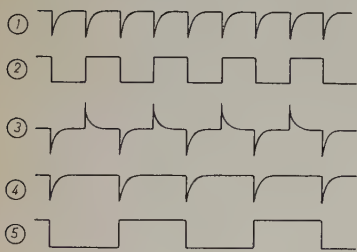


Bild 2. Spannungsverlauf an verschiedenen Punkten der Schaltung im Bild 1

renzierglied zugeführt, anschließend werden von den dabei entstehenden Impulsen die positiven durch eine Diodenkette abgeschnitten. Bild 2 zeigt den Spannungsverlauf an verschiedenen Punkten der Schaltung, woraus man erkennt, daß die Impulse am Eingang des zweiten Flip-Flop eine Frequenz haben, die halb so groß ist wie die der Impulse am Eingang des ersten Flip-Flop.

Das zweite Beispiel zeigt Bild 3. Bekanntlich benötigt man zur zeitproportionalen Ablenkung des Elektronenstrahls bei Oszillografen eine Sägezahnspannung veränderbarer Frequenz. Neben den selbstschwingenden Ablenkspannungsgeneratoren, wie Multivibratoren, Drei-Pentoden-Kippgeräten, Thyatron-Kippgeräten und ähnlichen, verwendet man heute häufig triggerbare Sägezahnspannungsgeneratoren. Eine einfache derartige Schaltung stellt die Kombination zwischen Flip-Flop und Miller-Integrator dar, wie sie im Bild 3 angegeben ist.

Die Miller-Schaltung arbeitet mit einer Röhre, die — z. B. am Bremsgitter gesteuert — eine Integration der dort angelegten Spannung be-

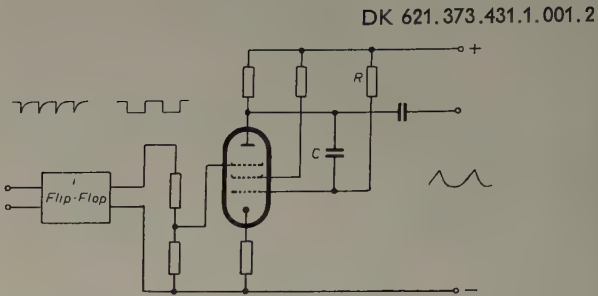


Bild 3. Flip-Flop als Steuerorgan für einen Miller-Integrator

wirkt. Die Integration einer Rechteckspannung ergibt eine Sägezahnspannung, die an der Anode der Miller-Röhre abgenommen werden kann. Die Ablenkzeit wird dabei u. a. durch die Größe des Widerstandes R und der Kapazität C in der Miller-Schaltung bestimmt; die Ablösung des Flip-Flop geschieht durch negative Impulse, die meist von der zu oszillografierenden Spannung oder von einem Hilfsgenerator entnommen werden. Im Gegensatz zum ersten Beispiel ist allerdings hier noch eine zweite Triggerspannung erforderlich, die den Flip-Flop automatisch wieder in die Ausgangslage zurückbringt, da ja die von der zu oszillografierenden Spannung abgeleiteten Triggerimpulse den Flip-Flop nur in einer Richtung beeinflussen. Diese zweite Triggerspannung kann zum Beispiel am Anodenwiderstand der Miller-Röhre abgenommen werden.

Betrachtet man diese beiden Anwendungsfälle des Flip-Flop im Hinblick auf die Qualität der zu liefernden Rechteckspannung, so kann man sofort sagen, daß im zweiten Beispiel eine besonders gute Flankensteilheit unerlässlich ist, während man beim Untersetzer des ersten Beispiels mit weniger steilen Flanken auskommt, jedoch vielleicht eine größere Impulsspannung und höhere Frequenz benötigt. Damit ergeben sich aber für die Dimensionierung jeweils verschiedene Gesichtspunkte, die man zweckmäßigerweise sofort berücksichtigt.

2. Wirkungsweise des Flip-Flop

An Hand von Bild 4 soll die Wirkungsweise des Flip-Flop kurz erklärt werden. Die Schaltung besteht im wesentlichen aus zwei Röhren, die über die Widerstände R_{v1} und R_{v2} sowie den gemeinsamen Katodenwiderstand R_K miteinander gekoppelt sind. Normalerweise besteht völlige Symmetrie, d. h. $R_{a1} = R_{a2}$, $R_{v1} = R_{v2}$ und $R_{g1} = R_{g2}$. Die Röhren sind ebenfalls vom gleichen Typ, meist verwendet man die speziell für Flip-Flops konstruierten Doppeltrioden, wie E 90 CC oder E 92 CC. Parallel zu den Widerständen liegen fast immer kleine Kapazitäten C_{v1} und C_{v2} , die für die Funktion von erheblicher Bedeutung sind. Hierauf wird weiter unten ausführlich eingegangen.

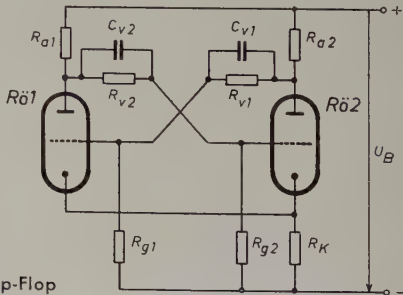


Bild 4. Schaltung des Flip-Flop

Schaltet man die Gleichspannung U_B ein, so bedingt die wegen der Toleranzen, Alterung usw. immer vorhandene geringe Unsymmetrie der Schaltelemente, daß in einer der beiden Röhren im ersten Moment etwas mehr Strom fließt als in der anderen. Durch die galvanische Kopplung zwischen Anode und Gitter der beiden Röhren wird der eingeleitete Vorgang derart unterstützt, daß schließlich nur noch die eine Röhre Strom führt, während bei der anderen Röhre zwischen Gitter und Katode genügend große negative Spannung auftritt, so daß sie vollständig gesperrt ist.

In dieser stabilen Lage bleibt der Flip-Flop so lange, bis durch eine von außen zugeführte Triggerspannung die beiden Röhren ihre Rollen vertauschen. Man sieht also, daß der Flip-Flop zwei stabile Stellungen einnehmen kann. Das Umkippen von der einen in die andere Stellung erfolgt in einer endlichen Zeit; deshalb hängt die höchste Frequenz der Rechteckspannung, die man mit einem Flip-Flop erzeugen will, u. a. von dieser Umschaltzeit ab.

Während des Umschaltvorganges arbeiten die Röhren wie Schalter, die sich öffnen und schließen. Es soll daher anschließend die Wirkungsweise von derartigen Schaltern unter den entsprechenden Bedingungen untersucht werden.

3. Errechnung von Schrittfunktionen an RC-Gliedern

Im Bild 5 ist mit S ein Schalter bezeichnet, der keinen inneren Widerstand und keine Parallelkapazität hat. In der Praxis ist ein solcher Schalter natürlich unmöglich; es soll jedoch zuerst die Funktion dieses „idealen“ Schalters untersucht werden, um dann durch Hinzufügen von Innenwiderstand und Parallelkapazität die Einflüsse dieser beiden Größen feststellen zu können.

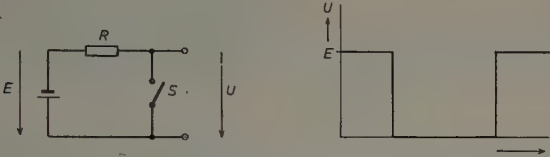


Bild 5 (links). Schaltung zur Berechnung der Spannung am „idealen“ Schalter S . Bild 6 (rechts). Spannungsverlauf bei Betätigen des Schalters S im Bild 5

Der Spannungsverlauf am Schalter S wird wie folgt berechnet. Bei offenem Schalter ist die Ausgangsspannung $U = E$, bei geschlossenem Schalter ist $U = 0$, so daß sich ein Verlauf der Ausgangsspannung nach Bild 6 ergibt. Die Impulshöhe wird durch die Speisespannung E bestimmt, die Impulsbreite durch das Zeitintervall zwischen Öffnen und Schließen des Schalters. Man erkennt die unendlich steilen Impulsflanken und sieht ferner, daß die Impulse die theoretisch maximal erreichbare Höhe aufweisen.

Nun wird derselbe Vorgang untersucht, wobei aber jetzt ein Schalter verwendet wird, der im geschlossenen Zustand nicht den Widerstand Null, sondern einen endlichen Innenwiderstand R_i hat (Bild 7). Dieser Fall entspricht der Praxis weit besser, denn der Innenwiderstand einer Elektronenröhre läßt sich selbst bei Gitterspannung Null gegenüber dem Anodenwiderstand nicht vernachlässigen.

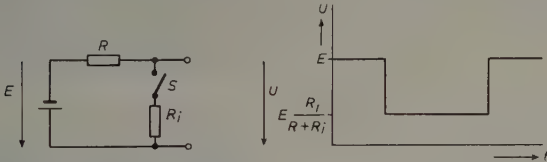


Bild 7 (links). An Spannungsquelle E angeschlossener Schalter mit Innenwiderstand R_i . Bild 8 (rechts). Spannungsverlauf bei Betätigen des Schalters S im Bild 7

Im geöffneten Zustand des Schalters S ist die Ausgangsspannung U wieder gleich E . Dagegen ist sie bei geschlossenem Schalter nicht Null, sondern sie hat den Wert

$$U = E \cdot \frac{R_i}{R + R_i} \quad (1)$$

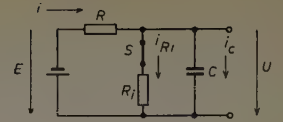
Den Spannungsverlauf an diesem Schalter beim Öffnen und Schließen zeigt Bild 8. Die Impulse sind kleiner als die im Bild 6, und zwar sind sie um so kleiner, je größer der Innenwiderstand des Schalters ist. Daraus ergibt sich die wichtige Erkenntnis: Die für Schaltzwecke verwendeten Röhren sollen einen möglichst geringen Innenwiderstand haben. Die unendlich große Flankensteilheit der Impulse bleibt auch bei Verwendung dieses idealisierten Schalters mit Innenwiderstand erhalten.

Um nun aber der Praxis noch näher zu kommen, müssen die Röhren- und die Schaltkapazitäten berücksichtigt werden, denn diese haben — wie bereits erwähnt — einen großen Einfluß auf die Form der Impulsflanken. Im Bild 9 sind die Kapazitäten im Kondensator C zusammengefaßt. Zuerst werde wieder der Zustand bei geöffnetem Schalter betrachtet. Die Ausgangsspannung ist dann gleich der Speisespannung E , genau wie beim vorhergehenden Beispiel. Ist der Schalter lange genug geschlossen,

so wird sich wieder die Spannung $U = E \cdot \frac{R_i}{R + R_i}$ eingestellt haben.

Es ist nun noch der Spannungsverlauf unmittelbar nach Schließen des Schalters zu berechnen.

Bild 9. Schaltung zur Berechnung der Spannungsfunktion nach Schließen des Schalters S mit Innenwiderstand R_i und Parallelkapazität C



Aus der Maschengleichung

$$E = R \cdot i + u \quad (2)$$

und der Knotenpunktgleichung

$$i = i_{R_i} + i_c \quad (3)$$

kann man eine Differentialgleichung aufstellen, aus der sich die Ausgangsspannung u berechnen läßt.

$$R \cdot i = R \left(\frac{u}{R_i} + C \cdot \frac{du}{dt} \right) \quad (4)$$

Durch Einsetzen von (3) in (2) und Dividieren durch $1 + \frac{R}{R_i}$ erhält man

$$\frac{E}{1 + \frac{R}{R_i}} = R_p \cdot C \cdot \frac{du}{dt} + u \quad (5)$$

wobei

$$R_p = \frac{R \cdot R_i}{R + R_i}$$

das heißt den aus der Parallelschaltung von Innenwiderstand des Schalters und Arbeitswiderstand resultierenden Widerstand bedeutet.

Die Lösung dieser linearen Differentialgleichung lautet

$$u = K \cdot e^{-\frac{t}{R_p \cdot C}} + \frac{E}{1 + \frac{R}{R_i}} \quad (6)$$

Aus den Anfangsbedingungen

$$t = 0, \quad u = E$$

berechnet man die Integrationskonstante K

$$E = K + \frac{E}{1 + \frac{R}{R_i}}$$

$$K = E \left(1 - \frac{R_i}{R + R_i} \right)$$

Durch Einsetzen in (6) findet man

$$u = E \left(1 - \frac{R_i}{R + R_i} \right) \cdot e^{-\frac{t}{R_p \cdot C}} + E \frac{R_i}{R + R_i}$$

oder

$$u = E \left(\frac{R_i}{R + R_i} + \frac{R}{R + R_i} \cdot e^{-\frac{t}{R_p \cdot C}} \right) \quad (7)$$

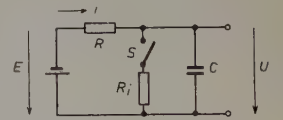
Diese Funktion gibt den Verlauf der Spannung am Schalter nach seinem Schließen an. Die Zeitkonstante der e-Funktion ist

$$T_s = \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C \quad (8)$$

Wird der Schalter wieder geöffnet, so stellt sich die Endspannung $u = E$ nach einer anderen Funktion ein, die nun berechnet wird.

Dazu verwendet man das Schaltbild Bild 10.

Bild 10. Schaltung zur Berechnung der Spannungsfunktion nach Öffnen des Schalters S . R_i = Innenwiderstand, C = Parallelkapazität des Schalters



Es wird wieder die Maschengleichung aufgestellt

$$E = R \cdot i + u \quad (9)$$

Ferner ist

$$R \cdot i = R \cdot C \cdot \frac{du}{dt} \quad (10)$$

Durch Einsetzen von (10) in (9) erhält man sofort die Differentialgleichung

$$E = RC \frac{du}{dt} + u \quad (11)$$

Dies ist ebenfalls eine lineare Differentialgleichung, man kann also den gleichen Lösungsansatz verwenden wie bei (5)

$$u = K' e^{-\frac{t}{RC}} + E \tag{12}$$

Mit den Anfangsbedingungen

$$t = 0, \quad u = E \frac{R_i}{R + R_i}$$

wird

$$K' = E \left(\frac{R_i}{R + R_i} - 1 \right)$$

Durch Einsetzen in (12) erhält man die Funktion der Ausgangsspannung nach Öffnen des Schalters zu

$$u = E - E \frac{R}{R + R_i} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \tag{13}$$

Die Zeitkonstante dieser e-Funktion ist

$$T_0 = R \cdot C \tag{14}$$

Wie man sieht, ist die Zeitkonstante dieser Exponentialfunktion, nach der sich die Spannung am Schalter beim Öffnen einstellt, stets größer als die der Funktion (7), die den Spannungsverlauf nach dem Schließen des Schalters angibt. Das ist auch verständlich, denn bei geschlossenem Schalter ist sein Innenwiderstand zum Entladekreis parallelgeschaltet. Im Bild 11 ist der Spannungsverlauf an diesem mit Innenwiderstand und Parallelkapazität behafteten Schalter aufgezeichnet.

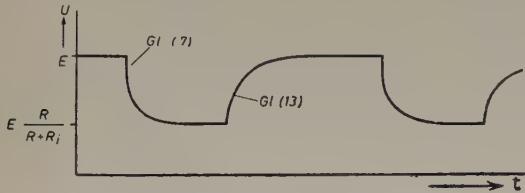


Bild 11. Verlauf der Spannung an einem Schalter mit Innenwiderstand und Parallelkapazität

Die Spannung entspricht der Ausgangsspannung an einem Flip-Flop, und somit kann man zum Beispiel die Flankensteilheit mit recht guter Annäherung aus den abgeleiteten Gleichungen bestimmen.

Wie bereits erwähnt, liegt der ungünstigere Fall beim Öffnen des Schalters — Sperren der Röhre — vor; man wird deshalb die dabei auftretende Anstiegszeit bestimmen. Aus (14) entnimmt man, daß die Zeitkonstante

$$T_0 = R \cdot C$$

ist, wobei im Falle des Flip-Flop mit R der Arbeitswiderstand der Röhre einschließlich aller Parallelwiderstände und mit C die gesamte Parallelkapazität bezeichnet ist. Bekanntlich ist nach einer Zeit von $5 \cdot T_0$ die Spannung praktisch auf den Maximalwert gestiegen, so daß man für die gesamte Anstiegszeit schreiben kann

$$t_a = 5 \cdot R \cdot C \tag{15}$$

Bei einem Anodenwiderstand von $R_a = 10 \text{ k}\Omega$, einem Belastungswiderstand von $R_b = 50 \text{ k}\Omega$ und einer Schalt- und Röhrenkapazität von $C_a = 50 \text{ pF}$ ergibt sich also zum Beispiel eine Anstiegszeit von

$$t_a = 5 \cdot \frac{10 \cdot 50 \cdot 10^6}{60 \cdot 10^3} \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 2,1 \cdot 10^{-8} \text{ s}$$

Eine weitere Möglichkeit zur Beurteilung von Rechteckspannungen besteht darin, daß man für eine bestimmte Frequenz den Phasenwinkel angibt, der im komplexen Arbeitswiderstand vorhanden sein darf. Die Parallelschaltung des Widerstandes R mit der Kapazität C im Bild 12 bildet ein Integrationsglied, wobei der Phasenwinkel dieses komplexen Widerstandes

$$\varphi = \arctan \frac{2 \pi}{T} CR \tag{16}$$

ist. φ gibt also die Phasendifferenz zwischen Eingangsstrom und Ausgangsspannung an; T ist die Periodendauer der Rechteckspannung in Sekunden.

Zur Orientierung sind im Bild 13 einige Oszillogramme abgebildet, die die Verformung von Rechteckspannungen durch ein Integrationsglied nach

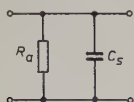


Bild 12. Integrationsglied aus Widerstand R_b und Parallelkapazität C_b

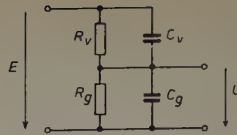


Bild 14. Spannungsteiler zwischen Anode der einen und Gitter der nachfolgenden Flip-Flop-Röhre

Bild 12 bei verschiedenen Werten von φ veranschaulichen. Je nach dem Verwendungszweck des Flip-Flop wird man einen bestimmten Phasenwinkel zulassen können, dessen Wert man unter Verwendung von Bild 13 abschätzen kann.

Zum Abschluß dieser Vorbetrachtungen soll noch ein weiteres Netzwerk, das in jedem Flip-Flop vorhanden ist, auf sein Verhalten gegenüber Rechteckspannungen untersucht werden. Es handelt sich hierbei um die Anordnung nach Bild 14, die vereinfacht die Kopplung zwischen Anode der einen und Gitter der anderen Flip-Flop-Röhre darstellt.

Es ist nun zu klären, welchen Verlauf die Ausgangsspannung U zeigt, wenn sich die Eingangsspannung E sprunghaft ändert. Im Augenblick des Einschaltens der Spannung wird nur der aus C_v und C_g gebildete kapazitive Spannungsteiler wirksam sein, d. h., die Ausgangsspannung ist dann

$$U_1 = E \frac{C_v}{C_v + C_g} \tag{17}$$

Nach genügend langer Zeit wird die Ausgangsspannung nur durch den ohmschen Spannungsteiler bestimmt sein, so daß dann gilt

$$U_2 = E \frac{R_g}{R_v + R_g} \tag{18}$$

Rein qualitativ betrachtet, können sich also, je nach der Dimensionierung der Widerstände und Kapazitäten, drei verschiedene Spannungsfunktionen am Ausgang ergeben. Diese drei Funktionen sind im Bild 15 gezeigt, wobei

im Bild 15a

$$\frac{C_v}{C_v + C_g} > \frac{R_g}{R_v + R_g} \tag{19a}$$

im Bild 15b

$$\frac{C_v}{C_v + C_g} < \frac{R_g}{R_v + R_g} \tag{19b}$$

und im Bild 15c

$$\frac{C_v}{C_v + C_g} = \frac{R_g}{R_v + R_g} \tag{19c}$$

gewählt wurde.

(19c) gilt für den sogenannten exakt kompensierten Spannungsteiler, bei dem jedes Frequenzgemisch unverfälscht transformiert wird, da die Spannungsteilung frequenzunabhängig erfolgt. Für die Dimensionierung dieses Spannungsteilers erhält man aus (19c)

$$C_v \cdot R_v = C_g \cdot R_g \tag{20}$$

Es sei aber erwähnt, daß gerade beim Flip-Flop oft der Zustand nach Bild 15a angestrebt wird, bei dem am Gitter ein Überspringen auftritt, so daß das Kippen des Flip-Flop sicherer vor sich geht und gegebenenfalls auch eine geringere Triggerspannung als bei Verwendung eines exakt

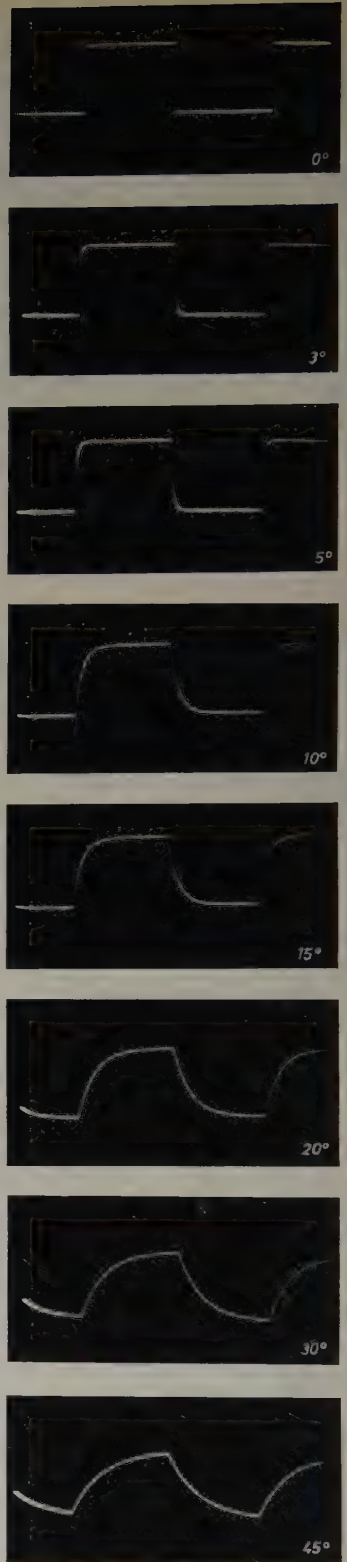


Bild 13. Verformung von Rechteckspannungen an einem Integrationsglied nach Bild 12 bei verschiedenen Phasenwinkeln

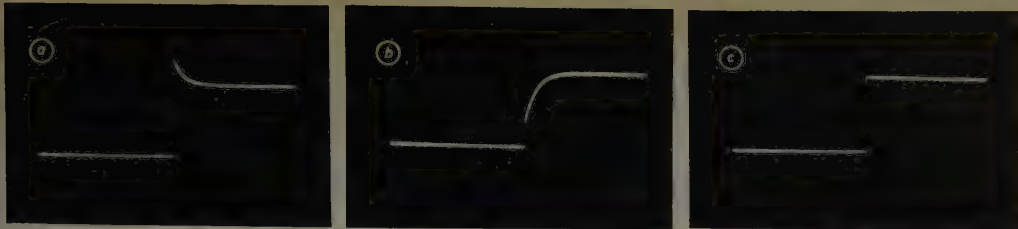


Bild 15. Spannungsverlauf am Ausgang des im Bild 14 gezeigten Spannungsteilers; a = überkompensiert, b = unterkompensiert, c = exakt kompensiert

kompenzierten Spannungsteilers zur Auslösung genügt. Darauf wird später noch näher eingegangen; an dieser Stelle soll nur noch die Gleichung der Ausgangsspannung ohne ausführliche Ableitung angegeben werden. Sie lautet

$$U = E \frac{R_v}{R_v + R_g} \left(1 + \frac{R_v \cdot C_v - R_g \cdot C_g}{R_g (C_v + C_g)} e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (21)$$

wobei

$$T = (C_v + C_g) \frac{R_v \cdot R_g}{R_v + R_g}, \quad (22)$$

ist [1].

Man erkennt aus (21) sofort die Richtigkeit der Darstellung im Bild 15c unter der Bedingung

$$R_v \cdot C_v = R_g \cdot C_g,$$

da dann die e-Funktion wegfällt.

(Wird fortgesetzt)

H. LENNARTZ

Miniatur-Fernsehkamera mit Drift-Transistoren

DK 621.397.2:621.385.832:621.314.7

Seit kurzer Zeit sind in den USA Drift-Transistoren nach dem Legierungsverfahren (RCA, Typ 2 N 247) auf dem Markt. Die Basisschicht enthält eine Region, in der die Störstellenkonzentration sehr sorgfältig eingestellt ist, so daß innerhalb der Basisschicht ein elektrisches Feld entsteht, das die vom Emittor auf den Kollektor wandernden Ladungsträger beschleunigt. Derartige Felder sind in normalen Flächentransistoren nicht vorhanden. Das Beschleunigungsfeld in der Basisschicht hat eine Verringerung des Basiswiderstandes und der Kollektorkapazität zur Folge. Beide bewirken eine Erhöhung der Grenzfrequenz. So erreicht man in Emitterschaltung mit Drift-Transistoren eine Verstärkung von 45 dB bei 1,5 MHz und von 24 dB bei 5,7 MHz.

Flory, Gray, Morgan und Pike¹⁾ beschreiben eine Miniatur-Fernsehkamera für industrielle Fernsehanlagen, die mit einem Vidikon (13 mm Ø) ausgerüstet und ausschließlich mit Transistoren, im Videoteil mit Drift-Transistoren, bestückt ist. Das Videosignal wird einem Träger von etwa 60 MHz amoduliert. Die Kamera läßt sich mit jedem normalen Fernseh-

von 5 mV. Am Modulator werden 200 mV an 200 Ω benötigt, so daß eine Leistungsverstärkung von 57 dB erforderlich ist. Bei den höheren Frequenzen muß sie jedoch zwecks Kompensation des Frequenzganges der Eingangsschaltung um 26 dB größer sein. Weitere 22 dB werden bei den höheren Frequenzen für die Aperturkorrektur des Vidikons benötigt.

Die erste Stufe des Videoverstärkers arbeitet als Emitterfolgestufe (Kollektor an Masse). Der Ausgang ist unmittelbar mit der Basis der zweiten Stufe verbunden. Bild 2 zeigt die Schaltung des Videoverstärkers und einiger weiterer Stufen. In den Kollektorkreisen von Q 2 und Q 4 liegen Induktivitäten zur Frequenzkorrektur. Die 470-Ohm-Widerstände in den Emitterschaltungen jeder Stufe stabilisieren den Arbeitspunkt. Der dadurch bedingte Verstärkungsverlust wird bei Q 2 und Q 3 durch RC-Glieder parallel zu den Emittierwiderständen ausgeglichen. Außerdem ist für die höheren Frequenzen eine Rückkopplung vom Emittor Q 3 auf den Emittor Q 2 vorhanden, die die HF-Verstärkung der Schaltung so weit heraufsetzt, daß sie für die Aperturkorrektur ausreicht. Ein weiteres Korrekturglied für die hohen Frequenzen liegt zwischen dem Kollektor Q 3 und der Basis Q 4. Bei den tiefen Frequenzen wird nach Phase und Amplitude so abgeglichen, daß eine gute Übertragung von Rechteckwellen mit Horizontalfrequenz stattfindet. Die Gleichstromkomponente des Signals wird später wieder hinzugefügt. Zur Frequenzgangkorrektur bei den tiefen Frequenzen dient das RC-Glied R 5, C 6. Eine Klemmdiodenanordnung vor der Basis Q 5 legt das Basispotential zu Beginn jeder Zeile fest. Von der Horizontal-Ablenkschaltung erhält die Klemmdiodenanordnung negative Impulse zugeführt. Bei jedem Impuls sind die Dioden leitend, und die Basis des Transistors erhält ein Potential, das so eingestellt ist, daß der Modulator optimal arbeitet. Als Modulator dient die Diode D 3, die als variabler Widerstand in Serie mit dem zu modulierenden HF-Träger geschaltet ist.

Der HF-Träger liegt zwischen 54 und 66 MHz. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor auf die Basis. Ein Sperrkreis sorgt dafür, daß das Trägersignal nicht an Q 5 gelangt. Der Arbeitspunkt der Diode wird mit R 8 eingestellt.

Dem Ausgangssignal werden Synchronimpulse zugesetzt. Über R 11, der an den Emittor von Q 5 führt, werden negative Horizontalimpulse zugefügt. Positive Vertikalimpulse gelangen über einen Widerstand von 8,2 kΩ an den Verbindungspunkt von R 9 und R 10, d. h. also auf die andere Seite der Modulatordiode. Im zusammengesetzten Ausgangssignal haben sowohl die horizontalen wie die vertikalen Synchronimpulse die richtige Polarität.

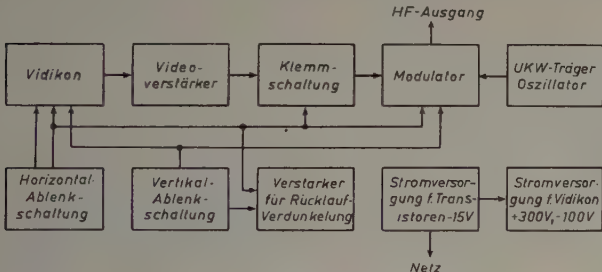


Bild 1. Blockbild der Fernsehkamera mit Transistoren

empfänger zusammen betreiben. Bei Wechselstrombetrieb ist die gesamte Leistungsaufnahme nur 5,2 W. Bild 1 zeigt das Blockbild der Anlage.

Der Videoverstärker hat 4 MHz Bandbreite. Für günstigstes Signal/Rausch-Verhältnis muß der Verstärker 50 kΩ Eingangswiderstand haben. Bei den tiefen Videofrequenzen entsteht an diesem Widerstand ein Signal

¹⁾ Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 1, S. 138—142

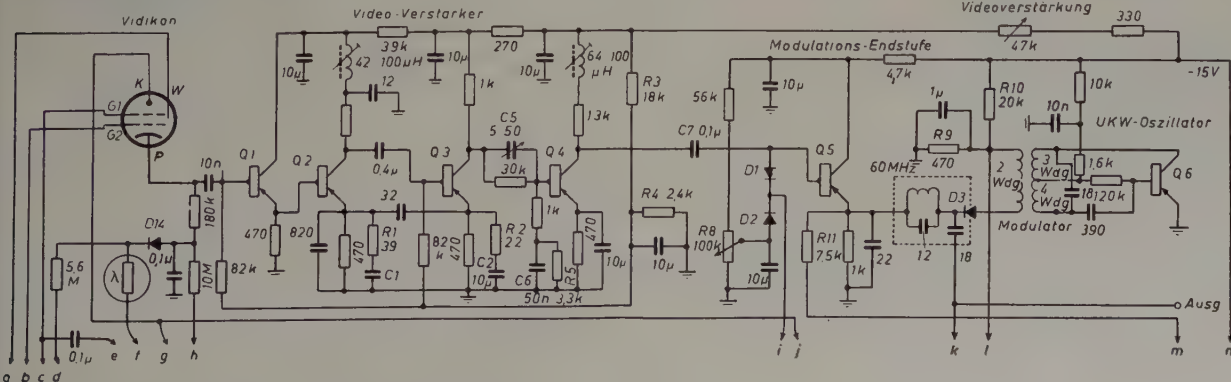


Bild 2. Schaltung des Videoverstärkers, des Modulators und des HF-Generators

Die Vertikal-Ablenkschaltung (Bild 3) enthält einschließlich des Verstärkers für die Rücklaufverdunklung sechs Transistoren. Ein Sperrschwinger $Q 8$ erzeugt negative Impulse von Vertikalfrequenz. Bei Wechselstrombetrieb wird dieser Generator von der Netzfrequenz synchronisiert, während er bei Batteriebetrieb frei schwingt. Die negativen Impulse des Sperrschwingers werden in einem Transistor $Q 7$ verstärkt, um den Strahl an der Katode der Vidikonröhre während der Rücklaufzeit zu sperren.

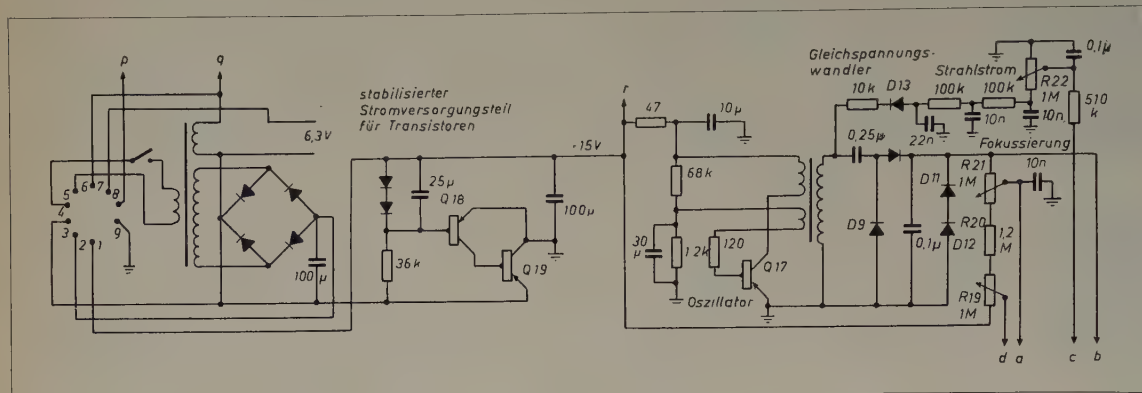


Bild 5. Schaltung des Stromversorgungsteils

impuls mit positiver Polarität auf die Katode und gleichzeitig mit negativer Polarität auf das Gitter des Vidikons gegeben, während der negative Horizontalimpuls nur am Gitter liegt.

Die Spannungen für das Vidikon werden in einem Gleichspannungswandler (Bild 5) erzeugt, dessen Transistor $Q 17$ 15-kHz-Rechteckimpulse erzeugt, die in der üblichen Weise hochtransformiert und gleichgerichtet werden (Spannungsverdoppelung). Die Spannung wird mittels zweier in Serie geschalteter Zenerdioden $D 11$, $D 12$ konstantgehalten. Diese Anordnung liefert einen Strom von 0,8 mA. Ein zweiter Gleichrichter $D 13$ erzeugt eine negative Spannung von -100 V.

Die für die Transistoren benötigte Gleichspannung von 15 V wird einem Brückengleichrichter entnommen und elektronisch mit den Transistoren $Q 18$, $Q 19$ stabilisiert. Die Referenzspannung liefern zwei Zenerdioden 1 N 200. Diese Anordnung gibt 150 mA bei 15 V ab und ist innerhalb 0,1 V konstant, wenn die Netzspannung um $\pm 15\%$ schwankt. Die Brummspannung am Brückengleichrichter wird um den Faktor 100 herabgesetzt.

Die Kamera hat eine Einrichtung zur automatischen Regelung der Empfindlichkeit bei schwankender Beleuchtungsstärke. Bei stärkerer Beleuchtung erhöht sich der Strom durch eine geeignet angeordnete Photodiode. Dadurch wird die Spannung an der Signalplatte gesteuert und so die Empfindlichkeit verringert. Bei schwankender Beleuchtungsstärke erreicht man eine Kompensation über einen Bereich von 50 : 1.

Zum elektrischen Antrieb von Raumschiffen

In der Zeitschrift „das elektron“, Jahrgang 1957, Nr. 6, Seite 145–147, ist der in unserer Zeitschrift ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd.10 (1956) Nr. 10, Seite 280–283, erschienene Beitrag von E. Stuhlinger „Zum elektrischen Antrieb von Raumschiffen“ ohne unsere Genehmigung veröffentlicht.

Wir haben deshalb wegen der Verletzung unserer Rechte sowohl gegen den Technischen Verlag „das elektron“, Linz/Donau, als auch gegen die Technische Verlags GmbH, München, eine einstweilige Verfügung auf Unterlassung erwirkt, eine Schadenersatzklage angestrengt und gegen Herrn Ing. Hugo Kirnbauer, Linz, wegen Verstoßes gegen § 44 LitUrHG Strafantrag gestellt.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin

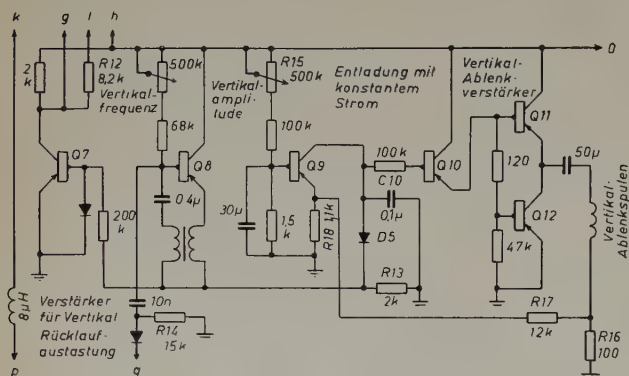


Bild 3. Schaltung des Vertikal-Ablenkteils

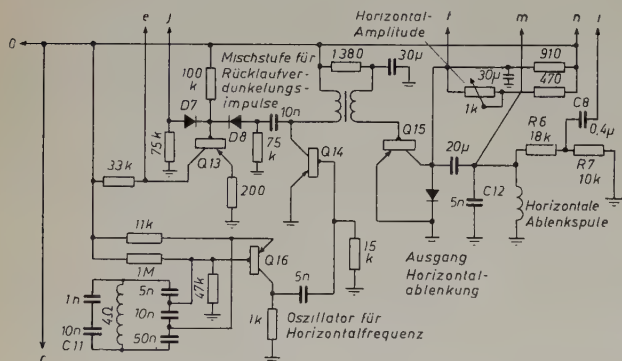


Bild 4. Schaltung des Horizontal-Ablenkteils

Die negativen Sperrschwingerimpulse laden über die Diode $D 5$ einen Kondensator auf, der zwischen den Impulsen durch den Transistor $Q 9$ mit konstantem Strom entladen wird. Die Sägezahnspannung wird über eine Emittierfolgestufe $Q 10$ einer Gegentakt-B-Ausgangsstufe $Q 11$, $Q 12$ zugeführt, die in Komplementärschaltung arbeitet. Die Ablenkspulen haben 200 Ω und eine Induktivität von 57 mH. Der Ablenk-Spitzenstrom ist 25 mA.

Der Horizontaloszillator $Q 16$ (Bild 4) arbeitet ähnlich wie eine elektronengekoppelte Colpitts-Schaltung und ist temperaturkompensiert. Obwohl der Oszillator eine Sinusschwingung erzeugt, ergeben sich in der Kollektorleitung negative Impulse. Diese werden an die Basis eines weiteren Transistors $Q 14$ gelegt. Eine letzte Stufe $Q 15$ wirkt als elektronischer Schalter, über den während der Rücklaufperiode starke Impulse an die horizontalen Ablenkspulen gegeben werden. Die Horizontal-Ablenkspulen haben 1 mH Induktivität und 3 Ω Widerstand.

Messen, Steuern, Regeln

DK (621.317 + 621.523.8 + 621.555) (047.1) : 061.4 (43-2.27) "1957"

Menschliche Arbeitskraft wird sehr verschieden bewertet. Wenn ein Land darauf angewiesen ist, Industrieerzeugnisse zu exportieren, um einen Teil seiner Ernährung zu sichern, dann muß es in großen Stückzahlen produzieren und den Lohnkostenanteil niedrighalten. Hinzu kommt, daß in vielen Ländern die Zahl der arbeitsfähigen Menschen in den nächsten Jahrzehnten, bezogen auf die Gesamtbevölkerungszahl, nicht zunimmt, sondern sich sogar verringern wird. Daraus ergibt sich ganz von selbst der Zwang, einen Teil des Produktionsvorganges der Maschine zu übertragen.

Die Schaffung neuer Hilfsmittel und Verfahren zur Produktivitätssteigerung, neue Anwendungen bisher bekannter Methoden und Verbesserung der Arbeitsweise, das sind die Aufgaben, die sich die Industrie der Meß-, Steuer- und Regelungsgeräte gestellt hat. Je eher dort erfolgreiche Arbeit die Voraussetzungen für leistungsfähige Geräte schafft, desto früher wird man den drohenden Rückgang der Produktion infolge Menschenmangels auffangen und ausgleichen können.

Die AEG hatte dem Thema Steuern und Regeln in Hannover eine Sonderchau gewidmet. Sie zeigte an vielen Beispielen bereits ausgeführte, arbeitsfähige Anlagen, bei denen sich die Rentabilität nachprüfen läßt. Weitere Beispiele bewiesen, daß der Mensch von der automatischen Anlage nicht nur ersetzt, sondern in vielen Fällen weit übertroffen wird, daß die Regelungseinrichtung den Schutz von Mensch und Maschine übernehmen kann und daß sie nicht nur auf die technische Anwendung, sondern auch auf die wissenschaftliche Forschung übergreift.

Bei Reglern kann man mechanische, hydraulische, pneumatische, elektrische und elektronische Regler unterscheiden. Alle Arten waren auf der Messe zu sehen, und alle Arten haben ihre Berechtigung. Es wäre sinnlos, eine teure elektronische Regelung einzubauen, wenn eine einfache mechanische Vorrichtung den gleichen Zweck erfüllt. Die elektrische und die elektronische Anlage sind allerdings den anderen Verfahren stets dann überlegen, wenn es sich um sehr schnell verlaufende oder um fernbediente Vorgänge handelt. Neben der elektronischen Anlage mit Röhren aller Art gewinnt der Magnetverstärker zunehmend an Boden, vor allem wegen seiner praktisch unbegrenzten Lebensdauer.

Die Gegenüberstellung eines elektronischen Gerätes mit einem vergleichbaren Gerät mit Magnetverstärker zeigte Siemens an zwei Demonstrationsanlagen mit Zeigerregler. Die früher verwendeten Telegrafienrelais sind jetzt durch einen Verstärker mit Kaltkathoden-Thyratrons oder durch einen Magnetkippverstärker ersetzt. Die Kaltkathodenröhren haben den Vorteil der sofortigen Betriebsbereitschaft und der langen Lebensdauer mit den Magnetverstärkern gemeinsam. Der Magnetkippverstärker ist in einen Geräteteil und einen Instrumententeil aufgegliedert. Am Instrumententeil erfolgen die Einstellung des Sollwertes und die Anzeige des Ist- und Sollwertes. Im Geräteteil sind die übrigen Bauteile der Regelanlage untergebracht: die Stromversorgung, der eigentliche Magnetverstärker, die Rückführung, die Einstellwiderstände und die Schaltschütze. Der Magnetkippverstärker hat eine Ansprechempfindlichkeit von 0,2 % des Ferngebermeßbereichs. Bei der Ausführung mit Kaltkathodenröhre wird der Sollwert am Ferngeber eingestellt, und

der Instrumententeil entfällt. Seine Ansprechempfindlichkeit liegt bei 1,5...2 % des Ferngebermeßbereichs.

Die Ferngeber für den Regler mit kontaktlosem induktivem Abgriff können Druck-, Temperatur- oder Niveauewerte aufnehmen. Außerdem sind lichtelektrische Geber oder Tachogeneratoren anschaltbar. Die Rückführung kann thermisch oder kapazitiv erfolgen. Wahlweise sind dabei reines Proportionalverhalten oder Proportional-Integral-Charakteristik einstellbar. Der Ausgang des Reglers betätigt als Stellglied passende Regel-

antriebe für Drehmomente zwischen 0,5 und 15 mkg. Ein weiterer Bereich an Regelaufgaben läßt sich mit diesen Anlagen erfassen.

Der Einsatz vollständiger Regelanlagen für kleinere Kessel bis etwa 20 t/h gewinnt an Interesse. Die AEG zeigte Beispiele für die verschiedenen Regelkreise einer Kesselregelung mit Schwenkspulreglern. Brennstoffzufuhr, Luftzufuhr, Wasserstand, Dampftemperatur und Feuerraumdruck werden überwacht und nach vorgegebenen Sollwerten geregelt. Die Messung der Regelgröße erfolgt elektrisch, ihre Beeinflussung pneumatisch. Das Meßwerk kann dem Geber angepaßt als Drehspul-, Kreuzspul- oder Wechselstrom-Meßwerk geliefert werden. Im Regler sind die Bauelemente als Einschub austauschbar. Das Meßwerk mit dem Sollwertgeber und dem Istwertanzeiger bildet eine Gruppe, der Meßverstärker die zweite und der Umformer- und Rückführteil die dritte Gruppe. Der Rückführ-Einschub hat folgende Einstellmöglichkeiten: Proportionalitätsbereich X_p , Nachstellzeit T_n und Vorhaltezeit T_v des Differentialanteils beim PID-Regler. Das Meßinstrument zeigt den Stelldruck der pneumatischen Verstellung an.

Voraussetzung für die Steuerung und Regelung von Antrieben ist guter Wirkungsgrad der Anlage. Bei Gleichstrommotoren mit Stromrichter-speisung lassen sich sehr günstige Werte erreichen. Drehzahl-Steuerebereiche von 1:100, Drehzahl-Konstantregelung, Umschaltung auf Handeinstellung, Ankerselbstumschaltung bei Energie- und Drehrichtungsumkehr und Energierücklieferung ans Netz durch Wechselrichterbetrieb sind weitere Kennzeichen solcher Anlagen.

Schnelle Spannungsregelung von großen Drehstromgeneratoren erreicht man mit einer zusätzlichen Amplidyne-Hilfsreglermaschine, deren Steuerwicklung durch einen Spannungsregler mit magnetischem Ver-

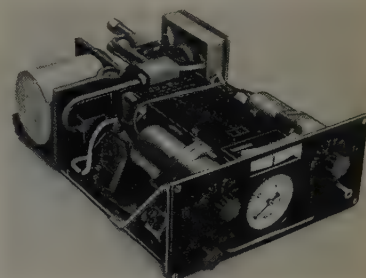


Bild 2. Pneumatischer Umformer- und Rückführteil des Schwenkspulreglers (AEG)

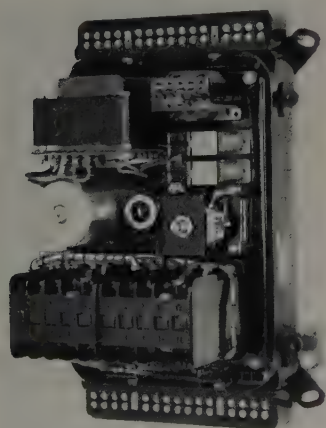


Bild 1. Siemens-Zeigerregler „ZR 5 K“ mit Kaltkathodenverstärker (Gehäuse abgenommen, um Aufbau zu zeigen)

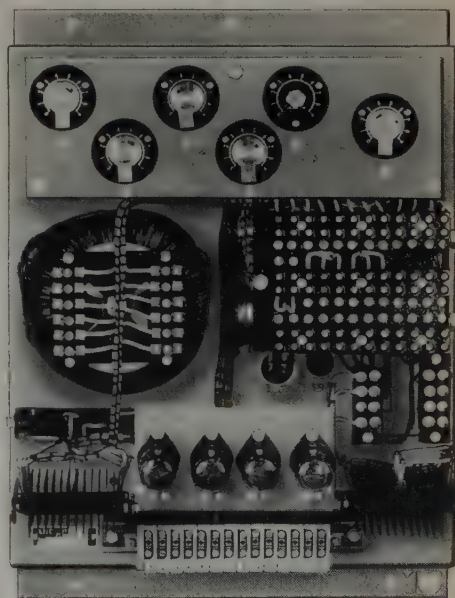


Bild 3. Spannungsregler mit magnetischem Verstärker für Drehstromgeneratoren mit Amplidyne-Hilfsreglermaschine (AEG)

stärker gespeist werden kann. In einer Brückenschaltung liefert die Brennspannung einer Kaltkathodenröhre den Bezugswert. Bei Ausfall einer Röhre zündet eine zweite, parallelgeschaltete Röhre ohne Betriebsunterbrechung. Der Brückenquerstrom steuert den Magnetverstärker, dessen Ausgangsstrom der Amplidyne zugeführt wird. Die Stabilisierung erfolgt mittels Rückführung der Spannungen der Hauptreglermaschine und der Amplidyne auf den magnetischen Verstärker.



Ein umfassendes Programm an Heizungsregelungen zeigte die Firma *Honeywell*. Es reicht von der einfachen Luftklappenverstellung auf Grund des Meßwertes eines Raumthermostaten bis zur elektronischen Steuerung mit Einbeziehung der Änderungen der Außentemperatur und Programmregelung für Tag- und Nachtbetrieb. Außerdem kann das Regelverhalten den wärmetechnischen Eigenschaften des Gebäudes genau angepaßt werden. Für Heizungs- und Klimaregelung liefert *Honeywell* allein 3000 verschiedene Geräte. Wegen der zunehmenden Verbreitung von Ölfeuerungsanlagen in Deutschland haben verschiedene Hersteller auch bei uns die Fertigung aller Zubehöerteile für automatisch arbeitende Ölfeuerungsanlagen aufgenommen, wie ÖlfeuerungsMotoren, Steuerschütze, Zündtransformatoren, Sollwertgeber, Temperaturfühler, Regler und Flammenwächter. Neben die photoelektrischen Flammenwächter mit Photozelle und temperaturkompensiertem Transistorverstärker sind jetzt für kleinere Anlagen billige Bimetall-Flammenwächter getreten. Bei Ausbleiben der Flamme wird ohne Verzögerung ein neuer Zündversuch unternommen. Bleibt der Versuch erfolglos, schaltet sich die Anlage nach einer einstellbaren „Störzeit“ selbsttätig ab, und am Steuergerät erscheint eine Signalmeldung.

Das Modell einer Temperatur-Zeitsteuerung für einen Glühvorgang zeigte die AEG. Über ein Anschnittsteuergerät wird der Heizstrom während der Erwärmungs- und Abkühlungsperiode kontinuierlich verändert. Die gewünschte Glühtemperatur wird von einer Photozelle erfaßt, die mit ihrem Verstärker dem jeweiligen Gut anzupassen ist. Die Zeiten für das Anwärmen und Abkühlen lassen sich durch zwei Zeitschalter in weiten Grenzen vorwählen.

Bei Dämmerungsschaltern empfiehlt die Firma *Durag Elektronik* die Ausrichtung des Lichtfängers nach Ost-Nord-Ost, da der gleiche Helligkeits-

Ein Erreger- und Regelgerät für Drehstromgeneratoren in kleineren Zentralen, besonders auf Schiffen, bei schlechtem Leistungsfaktor und hohen Einschaltstromstößen verwendet Stromwandler mit Quermagnetisierungswicklung. Der Grundleitstrom (Bild 5) wird über die Drosseln

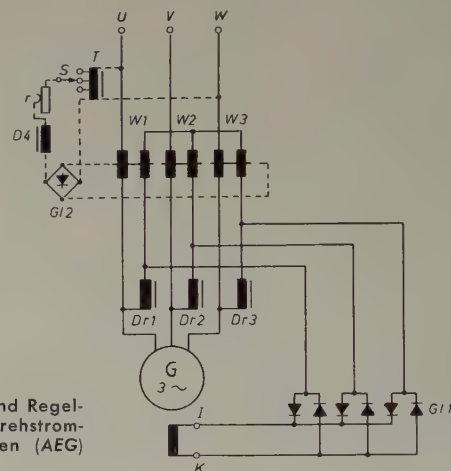


Bild 5.
Erreger- und Regel-
gerät für Drehstrom-
Generatoren (AEG)

Füllstand-Anzeiger und Niveaugeräte wurden von mehreren Firmen für praktisch jedes Füllgut angeboten. Vom einfachen Schwimmer über die Leitfähigkeitsbestimmung von Flüssigkeiten, die kapazitive und photoelektrische Messung bis zur Messung mit radioaktiven Strahlenschranken waren alle Arten von Gebern vertreten. Bei Messungen mit Radioisotopen sind keine Öffnungen in der Behälterwand erforderlich. Mit γ -Strahlern werden auch Eisenplatten von mehreren Zentimetern Wandstärke durchdrungen.

Im Dienste der Strahlungsüberwachung zur Sicherung der Bevölkerung stehen die Geräte zur Luft- und Trinkwasserüberwachung, die u. a. von *Frieseke & Hoepfner* und von *Paul Firschow Nachf.* angeboten werden. Mit Luftüberwachungsanlagen werden zur Zeit die Wetterämter der Bundesrepublik ausgerüstet, damit erstmalig laufende und mit vergleichbaren Geräten ausgeführte Messungen zur Beurteilung einer möglichen Strahlengefährdung zur Verfügung stehen. Während man bei der Trinkwasserüberwachung die Messung an einer Durchflußstelle ausführt, sind zur Luftüberwachung Anreicherungsverfahren notwendig. Etwa 30 m³ Luft werden je Stunde angesaugt, und ein kontinuierlich ablaufender Zellulosestreifen absorbiert alle Staubeilchen mit den angelagerten festen radioaktiven Stoffen. Ein GM-Zählrohr mißt die Aktivität unmittelbar beim Ansaugen, ein zweites nach einer einstellbaren Verzögerungszeit von 3...48 Stunden. Dadurch lassen sich kurz- und langlebige radioaktive Stoffe unterscheiden. Die erreichte Meßgenauigkeit fällt in die Größenordnung von Labormessungen und beträgt bei einer Anlage bis zu $5 \cdot 10^{-14} \mu\text{C}/\text{cm}^2$ bei β -Strahlern mittlerer Energie; α - und γ -Strahler sind mit 1...2 Zehnerpotenzen kleinerer Empfindlichkeit nachweisbar. Bei

Überschreiten eines bestimmten Pegels wird ein Alarmsignal ausgelöst. Die Gesamtmessung wird fortlaufend registriert. — Zur Trinkwasser-Überwachung ist je ein Zählrohr für α -, β - und γ -Strahlung vorhanden. Aus den Zählimpulsen werden Mittelwerte gebildet und registriert. Ein Alarmsignal wird hier durch eine Summierungsschaltung für die drei Anzeigewerte beim Überschreiten eines Grenzwertes ausgelöst.

Bei schwierigeren regeltechnischen Aufgaben, vor allem bei Berücksichtigung mehrerer Meßwerte, lassen sich mit dem eigentlichen Regler nicht mehr alle Daten berücksichtigen. Deshalb nahmen mehrere Firmen die Entwicklung elektronischer und magnetischer Rechengeräte für Regelungszwecke in Angriff. Ausstellungsmuster sah man beispielsweise bei BBC (Magnetverstärker-Rechengerät für den Einsatz in Walzwerken).

Elektronische Zählgeräte

DK (681.124:621.38) (047.1):061.4 (43-2.27) "1957"

Wer erwartet hatte, auf der Messe als Folge des regen Interesses für Automatisierung eine größere Auswahl an elektronischen Zählgeräten vorzufinden, sah sich enttäuscht. Das Angebot der wenigen dieses Gebiet pflegenden Aussteller war aber doch in technischer Hinsicht interessant; über einige Geräte sei deshalb kurz berichtet.

Da die elektronischen Zählgeräte von Berkeley an anderer Stelle sehr repräsentativ ausgestellt waren (s. u.), begnügte sich die Firma Beckman-Instruments damit, den bereits bekannten großen Frequenzzähler zu zeigen, der direkt bis 2 MHz und mittels einer Überlagerungseinheit bis 42 MHz zählen kann.

Mit dem Bau von Kurzzeitmessern, insbesondere für ballistische Zwecke, beschäftigt sich seit längerer Zeit die Firma Drello. Als Kernbaustein eines kompletten Meßplatzes zeigte sie einen elektronischen Zähler mit 4 elektronischen Zähldekaden unter Benutzung der EIT und einem nachgeschalteten elektromechanischen Zählwerk (4stellig). Die zu zählenden Zeitmarken werden von einem eingebauten, mit Thermostat versehenen 100-kHz-Schwingquarz geliefert. Seine Stabilität wird mit $5 \cdot 10^{-5}$ angegeben. Zum Öffnen und Schließen des Stromtors dienen von außen zugeführte Impulse, die in einem Vorsatzgerät erzeugt werden können. Ein zweites elektronisches Zählgerät, als kompletter Meßplatz mit optischer Bank angeboten, ist zum Messen der Öffnungszeiten von Kamera-verschlüssen bestimmt und enthält zwei elektronische Zähldekaden mit der EIT. Die damit erreichbare Genauigkeit von maximal 1 % ist für betriebliche Zwecke völlig ausreichend. Interessant ist das Verfahren zur

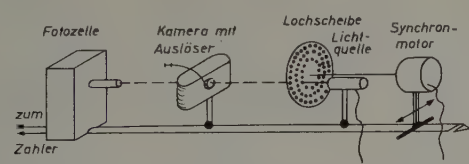


Bild 1. Einrichtung zum Messen der Öffnungszeiten von Kameraerschlüssen zum Anschluß an zwei elektronische Zähldekaden mit EIT-Bestückung (Drello)

Impulserzeugung und seine Anpassung an die stark unterschiedlichen Öffnungszeiten (Bild 1). Ein vom Netz angetriebener Synchronmotor trägt eine Lochscheibe mit drei Kreisen mit verschiedener Anzahl von Löchern. Auf der optischen Bank fällt das Licht durch diese Lochscheibe und den Kameraerschluß, dessen Öffnungszeit gemessen werden soll, auf eine Photozelle. Durch Verschieben der Lochscheibe kann man drei verschiedene Impulshäufigkeiten einstellen und so den Meßbereich den Öffnungszeiten anpassen.

Neben verschiedenen Meßanordnungen für Kernstrahlung, die teilweise gleichfalls elektronische Zählleinheiten enthalten, fertigt die Durag elektronische Zähl- und Abzählgeräte für industrielle Zwecke. Verwendet wird die Röhre EIT, und es können 2...4 hintereinandergeschaltete Zähldekaden in einem Gerät vereinigt werden. Die maximale Zählgeschwindigkeit ist mit 30 kHz angegeben. Vorgesehen werden kann ferner einfache Vorwahl beziehungsweise zur Erzielung doppelter Vorwahl ein doppelter Satz von elektronischen Zähldekaden. Nachgeschaltete mechanische Rollenzählwerke erhöhen die Stellenzahl, verringern aber je nach Zahl der vorgeschalteten elektronischen Zähldekaden die Zählgeschwindigkeit.

Felten & Guillaume zeigte ein Kurzzeit-Meßgerät, das insbesondere zur Messung von Relais-Schaltzeiten gedacht ist. Es enthält 6 elektronische Zähldekaden mit der EIT und als Zeitmarkengeber einen 10-kHz-Quarz mit einer Genauigkeit von $1 \cdot 10^{-4}$. Besondere Schaltstufen oder ein elektronisches Tor sind nicht vorhanden. Die 10-kHz-Schwingung wird vielmehr über ein Zusatzgerät auf den Impulsformereingang der Zählkette

Einen Modell-Regelkreis mit Katodenstrahl-Oszillograf zeigten die Schorch-Werke der CEIG. Ein Regelkreis kann unter Verkürzung des Zeitmaßstabes im Modell nachgebildet werden. Durch periodische Wiederholung ist bei der kurzen Zeit eine oszillografische Abbildung möglich und damit eine sofortige Kontrolle der Einflüsse aller Meßwert- und Reglergrößen, die dem tatsächlichen Regelkreis entsprechen.

Zusammenfassend kann man feststellen, daß die Hersteller von Meß-, Steuer- und Regelgeräten bemüht sind, durch ständige Verbesserung ihrer Anlagen den Wünschen des Abnehmers gerecht zu werden. Hierbei liegt offensichtlich der Schwerpunkt vor allem auf der Betriebssicherheit. Das ist mit ein Grund für die weitgehende Verwendung des Magnetverstärkers für alle jene Aufgaben, bei denen seine Arbeitsgeschwindigkeit ausreicht.

G. Rose

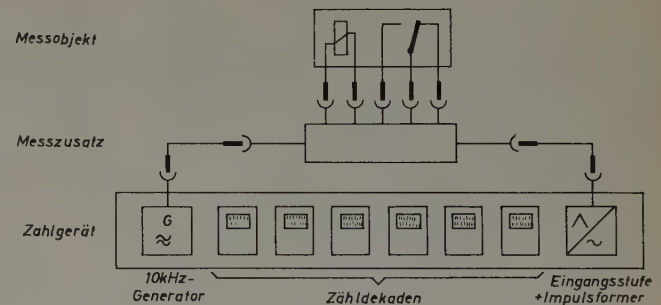


Bild 2. Kurzzeit-Meßgerät mit 6 elektronischen EIT-Zähldekaden und 10-kHz-Quarz-Zeitmarkengeber (Felten & Guillaume)

gegeben (Bild 2). Das Zusatzgerät benutzt die Relaiskontakte direkt zum An- und Abschalten des Zeitmarkensignals.

Elektronische Zähldekaden mit senkrechten Ziffernkolonnen werden bei den Kernstrahlungsmeßgeräten der Firma P. Firchow verwendet. Da sie bereits öfter gezeigt wurden, seien sie nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

Besonderes Interesse als organisch eingebaute Bausteine größerer Maschinen finden elektronische Zählleinrichtungen vor allem in der Waagen-Industrie. So zeigte zum Beispiel die Firma Garvens-Waagen einen sogenannten Leuchtbild-Druckautomaten, bei dem das Wägeregebnis von einer speziell konstruierten Skala photoelektrisch abgetastet und mit Hilfe elektronischer Zähldekaden gezählt wird. Die Zähldekaden liefern ihrerseits die Kommandos für ein Druckwerk.

Ein besonders reichhaltiges Angebot an elektronischen Zählleinrichtungen zeigte die Günther & Tegetmeyer GmbH auf dem Stand der Hartmann & Braun AG. Neben dem bereits seit einigen Jahren gut eingeführten Programm von Geräten zur Kernstrahlungsmessung von Berkeley sind vor allem einige Geräte und Bauelemente eigener Fertigung bemerkenswert, die aus den Forderungen der industriellen Elektronik entstanden. Alle Zähldekaden haben die senkrechte Ziffernkolonne, bei der das Zählergebnis direkt als selbstleuchtende Zahl abzulesen ist. Als einbaufertige Steckeinheit wurde hier zum ersten Male eine elektronische Zähldekade gezeigt, die nicht nur vorwärts, sondern wahlweise auch rückwärts zählen kann. Sie benutzt eine Ringschaltung von Kaltkathodenröhren, so daß sich als weitere Vorteile die lange Lebensdauer dieser Röhren sowie ihr geringer Strombedarf ergeben. Die maximale Zählgeschwindigkeit ist etwa 2300 Hz. Die Weiterentwicklung der Impulsgeber für Drehzahl- und Schlupfmessungen hat inzwischen zu einem nach dem magnetischen Prinzip arbeitenden Typ geführt, der 3000 Impulse je Umdrehung liefert und daher eine extrem genaue oder sehr schnelle Messung gestattet. Der Drehzahlbereich umfaßt 20...1200 U/min.

Die vielseitige Anwendungsmöglichkeit elektronischer Zählgeräte wurde an zwei Prototypen demonstriert, mit denen Spannungen beziehungsweise Widerstände oder Kapazitäten direkt in dezimaler Anzeige mit Zählgeräten gemessen werden können. Das zur Demonstration benutzte Berkeley-Zählgerät registrierte das Zählergebnis mit dem bewährten Berkeley-Zählbetragdrucker. Ein kompletter Meßplatz enthielt neben einem Universal-Zählgerät (Berkeley) mit einer maximalen Zählgeschwindigkeit von 1 MHz einen Zählbetrag-Umsetzer, der es gestattet, durch Erzeugen eines der digitalen Anzeige proportionalen Widerstandsverhältnisses einen Kompensationsschreiber anzusteuern (Bild 3). Bemerkenswert ist dabei die Tatsache, daß sich 3 beliebige Stellen eines maximal 6stelligen Zählergebnisses auswählen lassen, die dann umgesetzt werden. Auf diese Weise kann man z. B. eine Frequenz von etwa 1 MHz mit einem Kompensationsschreiber bei Unterdrückung der ersten drei Stellen mit einer Genauigkeit

von ± 1 Hz schreiben. Daß man die für schnelle und bequeme Ablesung zweifellos am günstigsten erscheinende Anzeige der elektronischen Zähldekaden mit Hilfe von kleinen Glimmlampen hinter Zahlenfeldern noch weiter verbessern kann, zeigte ein Großsicht-Anzeigegerät, bei dem das Zählergebnis in etwa 5 cm großen, selbstleuchtenden roten Ziffern in einer Zeile angezeigt wird. Die Umschaltung kann so schnell erfolgen, daß das Gerät bis zu 15 Meßwerte je Sekunde verarbeiten kann.

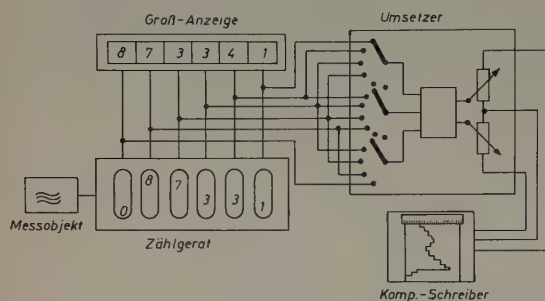


Bild 3. Zählgerät mit Zählbetrag-Umsetzer zur Betätigung eines Kompensationsschreibers (Berkeley)

Zu sehen war schließlich als Neuheit ein Doppel-Vorwahlzähler mit 6 elektronischen Zähldekaden (Fabrikat *Berkeley*), der fast ausschließlich unter Verwendung der neuen magnetischen Schaltelemente, der sogenannten Ferristoren, aufgebaut ist. Das Gerät hat nur noch zwei Elektronenröhren und erreicht damit ein besonders hohes Maß an Betriebssicherheit und Lebensdauer.

Ebenfalls nach dem Verfahren der dualen Zähldekaden mit dezimaler Anzeige durch Glimmlampen aufgebaute Zählgeräte vom Fabrikat *Rochaz* zeigte *Novotechnik*. Als Beispiel aus einem kompletten Lieferprogramm war ein Frequenz- und Zeitmeßgerät zu sehen, das mit einer Meßzeit von maximal 1 s und kleinsten Zeiteinheiten von $10 \mu\text{s}$ in 5 elektronischen Zähldekaden Frequenzen von 10 Hz bis zu 100 kHz oder Zeiten bis zu 10^5 s messen kann. Eine Mittelung über 10 Messungen ist gleichfalls möglich. Zum Betätigen des Stromtores bei Zeitmessung sind Impulse von maximal $3 \mu\text{s}$ Anstiegszeit erforderlich. Ein sauber aufgebaute Drehzahlgeber (maximale Impulszahl 60 je Umdrehung) sowie eine Lichtschranke waren gleichfalls zu sehen.

Philips (Elektro-Spezial) zeigte das bekannte, gut sortierte Programm von Bausteinen elektronischer Zählgeräte, die namentlich für die Kernstrahlungs-Meßtechnik bestimmt sind.

Ein Zählgerät mit Zeiger-Meßwerken zur Anzeige des Zählbetrages der einzelnen Zähldekaden wurde in der bereits bekannten Ausführung von *Rohde & Schwarz* gezeigt. Neu war die Ausstellung eines Zählbetrag-Druckers zur Registrierung von Zählergebnissen, der in dieser Zeitschrift (Nr. 4/57, S. 97-99) bereits ausführlich beschrieben wurde.

Speziell für Drehzahlmessungen zeigte *Siemens & Halske AG* ein Zählgerät, das 5 elektronische Zähldekaden unter Benutzung der E 1 T als Anzeigeröhre enthält und bei dem die Zeitbasis von 1 s aus einem 100-kHz-Quarz abgeleitet wird. Die Stabilität der Quarzbasis ist mit $2 \cdot 10^{-5}$ angegeben. Benutzt man als Impulsgeber eine Tachometermaschine desselben Herstellers, die 750 Hz bei 1500 U/min liefert, so läßt sich eine Meßgenauigkeit von $\pm 0,5$ U/min erreichen.

Eine sehr interessante Lösung zur Anzeige eines Gewichtes mit einem elektronischen Zählgerät fand sich auf dem Stand der *Toledo-Waagen*. Das Hebelwerk, das die Waagenverschiebung in eine Zeigerdrehung auf der Skala übersetzt, verschiebt außerdem eine Blende vor einem feinen Raster, dessen Teilung der Skalenteilung entspricht. Die Blende gibt jeweils eine dem Gewicht proportionale Zahl von Teilstrichen des Rasters frei, und dieses wird durch eine optische Anordnung mit einer Photozelle abgetastet. Ein elektronisches Zählgerät zählt die in der Photozelle ausgelösten Impulse. Das Zählgerät hat 4 Zähldekaden nach dem dualen Prinzip, bei denen die Dezimalanzeige in bekannter Weise durch aufleuchtende Glimmröhren erreicht wird. Die Meßfolgefrequenz ist 2 Hz, so daß auch recht schnelle Gewichtsänderungen noch zu erfassen sind. Ferner lassen sich weitere Hilfseinrichtungen, z. B. zum Drucken des Zählbetrages, anschließen. Auch eine zweite Anordnung zur Darstellung eines Zählbetrages in großen, selbstleuchtenden Ziffern fand vielfach Beachtung. Die Ansteuerung erfolgt zwar nicht elektronisch, sondern nach elektro-

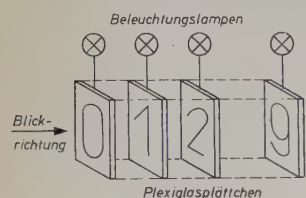


Bild 4. Einzeilen-Anzeige von Meßwerten durch selbstleuchtende Ziffern für elektronische Zählgeräte und Waagen (Toledo)

mechanischer Abtastung des Waagenstandes über eine Relaismatrix, doch ließe sich das Verfahren zweifellos auch bei elektronischen Zählgeräten benutzen (Bild 4). Die Zahlen sind hier nicht in einer Kolonne übereinander angeordnet, sondern jede einzelne Ziffer einer Dekade ist mit etwa 5 cm Höhe auf ein dünnes Plexiglasplättchen graviert. Die 10 Plexiglasplättchen einer Dekade sind alle aufeinander gestapelt. Es wird nun jeweils die Kante des Täfelchens beleuchtet, dessen Zahl zur Anzeige gelangen soll. Infolge des streifenden Lichteinfalls tritt weitgehend Reflexion an Vorder- und Rückseite des Täfelchens auf und verhindert die Beleuchtung der benachbarten Ziffern. Die in das beleuchtete Täfelchen eingravierte Zahl leuchtet durch Lichtstreuung so kräftig, daß sie noch durch alle etwa davorliegenden Tafeln hindurch sehr gut erkannt werden kann.

Volkmar G. Gundelach

T A G U N G E N

National Telemetry Conference

Vom 27. bis 29. Mai 1957 fand in El Paso (Texas) die *National Telemetry Conference* statt, auf der führende Wissenschaftler und Ingenieure über neue Verfahren der Fernmessung berichteten. Nachstehend geben wir von einigen interessanten Vorträgen eine kurze Inhaltsangabe.

Instrumentation von Meß-Satelliten

R. W. Rochelle, Fernmeßkodierung für Erdsatelliten unter Verwendung von Transistoren und Magnetkernen

Der Fernmeßkodierer des Erdsatelliten hat die Aufgabe, die Eingangsinformationen verschiedenartiger Geber aufzunehmen und sie Zeitintervallen oder Frequenzen zuzuordnen, die dann zur Modulation des Minitrack-Senders dienen. Die Eingangsgrößen können Spannungen, Ströme oder Widerstandsänderungen sein, deren Bandbreite im allgemeinen zwischen 0 und 100 Hz liegt. Die sehr unterschiedlichen Anforderungen an solche Geräte führten zur Entwicklung eines Systems, bei dem sowohl Zeitabstände als auch Frequenzänderungen zum Fernmessen ausgenutzt werden. Der Kodierer arbeitet nach dem Prinzip der Zeitlängen-Modulation und enthält Torschaltungen, die NF-Multivibratoren steuern. Die Länge der Einschaltdauer des Multivibrators, die Frequenz und die Zeitabstände zwischen den Aussendungen der verschiedenen Frequenzen ergeben drei Kanäle. Der Vortragende berichtete zunächst über das einfachste 3-Kanal-System und ging dann auf ein 48-Kanal-System über.

David H. Schaefer, Magnetkernzähler für Erdsatellitenspeicher

Auf ihrer Bahn um die Erde werden die Satelliten von verschiedenartigen Teilchen getroffen (Mikrometeorite, Lichtquanten, Korpuskeln der kosmischen Strahlung). Sowohl die auftretenden atomaren Teilchen als auch die Mikrometeorite werden unter Verwendung von Zählern registriert. Der erste Satellit ist mit vier Mikrofonen ausgerüstet, die den Aufprall der Mikrometeorite aufnehmen. Ein Lyman-Alpha-Detektor und Zellen zur Aufnahme der Sonnenstrahlung ermöglichen es, die Intensität der Strahlung aufzuzeichnen. Der Vortragende beschrieb die Schaltungen der Zähler, die zum Aufzeichnen dieser Daten entwickelt worden sind.

C. B. House und R. L. Van Allen, Fernmelden und wiederholbares Lesen aus dem Magnetkernspeicher des Erdsatelliten

Zuverlässigkeit, leichtes Gewicht und Kleinstbauweise sind mit die wichtigsten Forderungen für die Instrumentenbestückung des Erdsatelliten. Anordnungen aus dem Bereich der Festkörperphysik bieten sich zur Lösung der auf diesem Gebiet anfallenden Aufgaben an, und deshalb wurde ein Entwicklungsprogramm aufgestellt, dessen Ziel es war, die Eigenschaften der Festkörper bezüglich ihrer Verwendbarkeit zur Lösung der anfallenden Meßaufgaben zu untersuchen. Ausgedehnte Versuche zeigten, daß gewisse Eigenschaften magnetischer Werkstoffe wie geschaffenen zum Speichern und wiederholten Lesen sind. Der Vortragende berichtete über einen Abschnitt dieser Versuche: die Speicherung von Spitzenströmen und die Leseschaltungen für die Aufzeichnungen des Lyman-Alpha-Detektors.

Umsetzer

D. L. Rall und G. E. Reis, Vielseitig anwendbares Gerät zur Temperaturmessung im Innern von Metallkörpern

Es wurde über Entwurf und Aufbau eines neuentwickelten Thermoelementes berichtet, seine theoretische Analyse gegeben und sein Verhalten besprochen, soweit es zur Abschätzung der Genauigkeit dieses Temperatur-Meßelementes von Wichtigkeit ist. Verschiedene Varianten ergeben weitere Anwendungsmöglichkeiten.

N. F. Sinnott, Kreiselinstrumente für Lagemessungen an Versuchskörpern im freien Fall

Bericht über Kreiselinstrumente, die als Standardgeräte in Versuchskörpern beim freien Fall unter stark wechselnden äußeren Bedingungen benutzt werden können.

LEUCHTSTOFFE
CHEMIKALIEN
SELTENE METALLE

für die

ELEKTRONENTECHNIK

LEUCHTSTOFFE „CATHODIX“

für die Fernsehtechnik

KOLLOIDALER GRAPHIT „GRAFAG“

für Innenauskleidung
und Außenummantelung

LEUCHTSTOFFE FÜR LEUCHTRÖHREN

CHEMIKALIEN

Mischkarbonate
Strontiumkarbonat
Berylliumverbindungen
Strontiumnitrat
Kieselsäure C. P.

SELTENE METALLE

Silicium extra rein für Transistoren
Beryllium pulv. oder bearbeitet
Tantal
Barium
Zirkonium



UCLAF - 62, rue La Boétie PARIS VIII - BAL. 44 - 57

Deutscher Alleinvertreter **W. BIESTERFELD & CO.**
Hamburg 1, Ferdinandstraße 41

Telefon 32 27 01 - FS. 021-1252

A. W. Orlacchio und G. Hiber, Instrumente zur Messung von Stößen und Erschütterungen bei hohen Temperaturen

Für Stoß- und Erschütterungsmessungen wurden als Materialien für Geber keramische Werkstoffe entwickelt, die bis zu Temperaturen von über 300° C brauchbar sind. Die besondere Technik zur Auswertung der Messungen sowie die vollständige Ausrüstung einer Meßanlage für diese außergewöhnlichen Umweltbedingungen wurden erörtert.

Industrielles Fernmessen

D. E. Kotas und J. Parnell, Röhrenloses Industrie-Telemeter vom Frequenztyp

Dieses Telemetersystem besteht aus einer Reihe von Bausteinen, die eine Vielzahl von Variablen übertragen und an einem weitentfernten Ort darstellen können. Die im einzelnen beschriebenen Bausteine sind ein Sender, ein Geber zum Umsetzen von Spannungen im mV-Bereich in Ströme, ein Wandler zum Umsetzen von Strömen in Frequenzen und Einheiten zur Störunterdrückung und Entzerrung.

W. M. Larsen, Das Fernmeßsystem „TM-16“

Das „TM-16“-System besteht aus folgenden Einheiten: einer Speichereinheit, die Impulse von den Kontakten eines kWh-Gebers aufnimmt und fortlaufend den aufgelaufenen Gesamtwert in digitaler Form bis zu sechs Stellen oder einer Million Einheiten speichert; einem mit diesem Speicher verbundenen Sender, der die einzelnen Ziffern abliest und die abgelesene Information in der richtigen Reihenfolge über einen Fernmeßkanal ausendet; einem Empfänger, der auf diese Information anspricht und sechsstellige Zahlen auf einer durchsichtigen Scheibe darstellt.

D. Garshman und J. A. Fraunfelder, Präzisions-Oszillator für die Schnell-Fernmessung

Der Vortragende diskutierte einen Oszillator (18...30 Hz), bei dessen Entwicklung folgende Bedingungen zu erfüllen waren: schnelle Systemsteuerung, erhöhte Genauigkeit, direkte Umwandlung von mV-Spannungen in Frequenzen, Steuerbarkeit über einen Widerstand, Langlebendauer, unabhängige Absoluteichung.

Neue Bauelemente

O. J. Cooper, Transistorgeregelte Stromversorgung für Fernmeßzwecke

Der Vortrag besprach neuentwickelte Transistorschaltungen für die Versorgung der Fernmeßsysteme in gelenkten Geschossen mit den verschiedenen Spannungen. Die üblichen Standardspannungen sind + oder — 2,5 V, + oder — 6 V, + oder — 27,5 V und + oder — 150 V; alle müssen bis auf 1% genau geregelt werden. Um die 28 V Gleichspannung am Eingang zu transformieren, bedient man sich eines Schaltkreises oder eines Rechteck-Oszillators.

R. G. Spencer, Impulszeit-Modulator höchster Leistung mit Transistoren

Der Vortragende behandelte die Schaltung eines Impulszeit-Modulators, der eine Teilentwicklung im Rahmen eines neuen Fernmeßsystems in Miniaturtechnik ist.

Neue Systeme

J. H. Smith, Transistor-Schaltungen zur Verarbeitung von Telemeter-Signalen

Der Stand der Transistortechnik hat heute einen Punkt erreicht, an dem es möglich ist, Transistorschaltungen zu entwerfen, die konventionellen Röhrenschaltungen in der Leistung gleichkommen, aber den großen Vorteil der Erschütterungsfestigkeit, der geringeren Abmessungen und des niedrigeren Gewichtes haben. In dem Vortrag wurden mehrere Anwendungen beschrieben, bei denen mit Erfolg Transistoren benutzt worden sind und die wegen ihrer geringen Abmessungen in PPM-/FM-Fernmeßausrüstungen für gelenkte Geschosse eingesetzt werden konnten.

H. Shoenwetter, Neue Entwicklungen und Entwicklungsrichtungen in PCM-Fernmeßsystemen

Die Entwicklung eines PCM-Fernmeßsystems für Flugzeuge wird wegen der hohen Anforderungen bezüglich kleiner Abmessungen, höchster Genauigkeit bei höchsten Geschwindigkeiten und weitgehender Unempfindlichkeit gegenüber Umwelteinflüssen sehr erschwert. Diese Probleme sind bei dem beschriebenen digitalen Fernmeßsystem zur Anwendung bei der Flugerprobung weitgehend gelöst.

H. L. Richter, Jr., „Microlock“, ein Funksystem leichtesten Gewichts für einen Satelliten

Zum Verfolgen der Bahn eines Satelliten wurde ein Bordsender entwickelt, der in der Lage ist, drei Monate lang eine Leistung von 3 mW abzustrahlen und für die Übertragung der Informationen drei Schmalband-Telemeterkanäle bereitstellt. Das Gerät wiegt nur etwa 900 g.

R. E. Hadady, Neuer Telemeterschreiber

Für Patrick Air Force Base wurde ein neues Aufnahme- und Wiedergabegerät nach dem Magnetbandprinzip mit sieben Spuren entwickelt, das ein Frequenzband von 300...120 000 Hz mit Gleichlaufschwankungen (wow und flutter) von höchstens 0,05% aufzeichnet.

R. Tonndorf

Deutsche Gesellschaft für Elektronenmikroskopie

Die Deutsche Gesellschaft für Elektronenmikroskopie hält ihre Jahrestagung 1957 in der Zeit vom 23. bis 26. September 1957 im Physikalischen Institut der Technischen Hochschule Darmstadt ab. Die Organisation liegt in den Händen von Professor H. König. Weitere Auskünfte erteilt die Deutsche Gesellschaft für Elektronenmikroskopie, p. Adr. Farbwerke Hoechst AG, z. H. von Herrn Dr. Kehler, Frankfurt/Main-Höchst.

Die alle vier Jahre stattfindende internationale Tagung der International Federation of Electron Microscope Societies findet im Jahre 1958 auf Einladung der Deutschen Gesellschaft für Elektronenmikroskopie in Berlin statt. Das Organisationskomitee leitet Professor Ernst Ruska, Präsident der International Federation of Electron Microscope Societies, Berlin-Dahlem, Faradayweg.

Normentagung Berlin 1957

Der Deutsche Normenausschuß veranstaltet vom 23. bis 25. September 1957 anlässlich seines 40jährigen Bestehens die „Normentagung Berlin 1957“. Weitere Auskünfte erteilt das Tagungsbüro des DINA, Berlin W 15, Uhlandstraße 175.

Österreichischer Tag der Technik

Vom 10. bis 12. Oktober 1957 findet in Wien als gemeinsame Kundgebung aller österreichischen Ingenieur- und Architektenvereine, der nach Sondergebieten der Technik organisierten Fachverbände, der Hochschulen technischer Richtung sowie zahlreicher anderer Behörden, Ämtern, Stellen und wissenschaftlicher Forschungsstätten der „Erste österreichische Tag der Technik“ statt. Der Tagungskostenbeitrag ist auf 50 S festgesetzt worden. Weitere Auskünfte erteilt das Tagungskomitee „Österreichischer Tag der Technik“, Wien 1, Eschenbachgasse 9/II.

Internationale Fachtagung Bau- und Raumakustik

Auf dem Programm der vom Institut für Elektro- und Bauakustik der Technischen Hochschule Dresden vom 5. bis 8. September 1957 in Dresden veranstalteten Internationalen Fachtagung stehen bisher folgende Themen:

1. Bauakustik

- a) Bauakustische Messungen
- b) Schallsolierende Baukonstruktionen
- c) Erschütterungsschutz
- d) Lärmarme Konstruktion von Maschinen, Fahrzeugen, Industrie- und Verkehrsanlagen (einschl. Luftfahrt)
- e) Lärmschützende Bauplanung

2. Raumakustik

- a) Nachhallregelung
- b) Messung, Bewertung und Beeinflussung zeitlicher Rückwurffolgen
- c) Messung, Bewertung und Beeinflussung der Diffusität
- d) Pseudostereophonie
- e) Echte Stereophonie

Interessenten werden gebeten, ihre Anschrift dem Organisationskomitee zur Vorbereitung der Internationalen Fachtagung Bau- und Raumakustik, Dresden A 27, Helmholtzstraße 18, mitzuteilen.

P E R S Ö N L I C H E S

Großes Bundesverdienstkreuz für Professor Meissner

Am 1. Juli 1957, dem Tage seines 50jährigen Dienstjubiläums, wurde Professor Dr. Alexander Meissner das Große Bundesverdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen. Der heute 73jährige Wissenschaftler trat 1907 bei Telefunken ein, wo er fünf Jahre später die Rückkopplung erfand. Von 1930 bis Kriegsende war Meissner bei der AEG tätig, und seine Arbeiten führten dort zur Entwicklung der Silikone. Dem in der ganzen Welt anerkannten Wissenschaftler sind vielfache Ehrungen zuteil geworden. 1922 verlieh ihm die Technische Hochschule München die Würde eines Ehrendoktors, 1925 erhielt er als erster die Goldene Medaille der Heinrich-Hertz-Gesellschaft und vier Jahre später wurde er durch die Abbe-Medaille und den Abbe-Preis ausgezeichnet. Als ersten Europäer wählte ihn die Institution of Radio-Engineers zu ihrem Vizepräsidenten. 1933 erhielt er schließlich die Gauß-Gedenkmünze.

Dr.-Ing. habil. W. Bürck zum Honorarprofessor ernannt

Am 15. April 1957 wurde Dr.-Ing. habil. W. Bürck zum Honorarprofessor an der Technischen Hochschule in München für das Gebiet der technischen Akustik und der Elektroakustik in der Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik ernannt. W. Bürck, der bereits seit 6 Jahren Vorlesungen an der Technischen Hochschule in München gehalten hat, ist durch viele Veröffentlichungen und durch seine Tätigkeit im Hause Rohde & Schwarz weitesten Kreisen der Fachwelt im In- und Ausland bekannt geworden.

Videowobbler „SWOF“

Der neue Videowobbler „SWOF“ (BN 4241) von *Rohde & Schwarz* ist die Kombination eines frequenzmodulierten Senders mit einer hinter dem Prüfling anzuschließenden Anzeigeeinrichtung. Der Senderteil enthält einen Festoszillator von etwa 150 MHz, dessen Frequenz mit einem frequenzmodulierten zweiten Generator durch Mischung in den Bereich 100 kHz...10 MHz transponiert wird. Die Frequenzmodulation erfolgt



mittels vormagnetisierter Ferritkernspule und erreicht durch Änderung des Magnetisierungsstromes einen regelbaren Frequenzhub von 1...10 MHz. Die Ausgangsspannung ist etwa 1,5 V_{ss} an 75 Ohm und in sieben Stufen zu je 10 dB bis -60 dB grob und mittels Feinregler innerhalb der Grobstufen fein regelbar. Der Frequenzgang der Ausgangsamplitude ist für den vollen Hubbereich $< \pm 2\%$.

Der Anzeigeteil (Eingangsempfindlichkeit 5 mV/mm) besteht aus einem Breitbandverstärker mit nachfolgendem Gleichrichter und NF-Verstärker.

Die Eingangsempfindlichkeit läßt sich mit dem Eingangsteiler grob um 10 oder 20 dB und fein um nochmals 30 dB kontinuierlich herabsetzen. Für die Frequenzablesung lassen sich jeweils alle 500 kHz Dunkelpunkte in der Anzeige einschalten und außerdem alle 1 MHz in der Amplitude regelbare Strichmarken; die Strichmarken in 5 und 10 MHz Abstand unterscheiden sich von den übrigen Marken durch ihre Amplitudenmodulation. Die oszillografische Anzeige erfolgt auf einer 36-cm-Fernseh-Bildröhre, so daß sich ein großes und übersichtliches, gut auswertbares Bild ergibt.

Schweißgleichrichter „SGR 500“

Der neue Schweißgleichrichter „SGR 500“ der *Schorch-Werke AG*, eine Ergänzung des bekannten Typs „SGR 325“, ist so ausgelegt, daß sich mit ihm alle im Handschweißbetrieb und im automatischen Betrieb anfallenden Schweißarbeiten ausführen lassen. Der große Steuerbereich des Schweißstromes (30...500 A) gestattet in Handschweißbetrieben die Verarbeitung aller blanken und umhüllten Elektroden von 1,5...8 mm sowie Tiefbrandelektroden von 6 mm Durchmesser. Der „SGR 500“ wurde auch beim Sigma-, Argonarc- und beim Ellira-Schweißverfahren erprobt und hat sich dort gut bewährt. Der Schweißgleichrichter besteht im wesentlichen aus Transformator, vormagnetisierter Steuerdrossel und Selen-gleichrichter. Die aus mit Speziallack isolierten Platten aufgebaute Gleichrichtersäule ist mit einer Thermoschutzeinrichtung ausgerüstet.

Steuerung von Gleichstrom-Antrieben mittels Magnetverstärker

Die Entwicklung außerordentlich schnell wirkender Magnetverstärker-Schaltungen, die auch bei 50 Hz Stellzeiten von nur wenigen hundertstel Sekunden erreichen, ermöglicht für programmgesteuerte Antriebe den Bau nahezu idealer Stellglieder. Die von *Brown, Boveri & Cie. AG* entwickelten Magnetverstärker, Rücklaufmagnetverstärker genannt, haben sich unter schwersten Bedingungen, vor allem in Walzwerkbetrieben, gut

RÖHREN-VERTRIEB · ULM/DONAU · SÖFLINGER STRASSE 100

EINE NEUE
TELEFUNKEN
 ELEKTRONENSTRAHLRÖHRE

mit sehr großer Helligkeit. Diese Röhre ist besonders geeignet für Geräte, die nach dem Impulsreflexionsverfahren arbeiten.

NEU

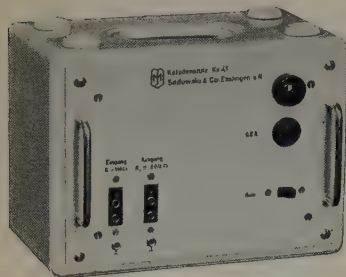
NEU

NEU

bewährt. Der Rücklaufmagnetverstärker arbeitet auf die Erregerwicklung des Leonardgenerators. Da die Stellzeit über den vollen Stellbereich nur 20...30 ms beträgt, sind schnelle und sichere Drehzahländerungen des Antriebs bei plötzlicher Änderung der Solldrehzahl möglich.

Ein weiterer Vorteil des Rücklaufmagnetverstärkers ist die geringe Steuerleistung, so daß die Erregerspannung des Leonardgenerators fast leistungslos gesteuert werden kann. Außerdem kann der Eingriff der Programmschalter im Wechselspannungssteuerkreis stattfinden. Durch Kombination des Rücklaufmagnetverstärkers als Haupterreger mit einer geringen Gegenerrregung ist sicherer Stillstand des Antriebes ohne Öffnen des Ankerkreises des Leonardsatzes auch über längere Zeit möglich.

Katodenstufe „KS 41“



Um eine hochohmige Spannungsquelle in eine Spannungsquelle mit niedrigem Innenwiderstand umzuwandeln, bedient man sich zweckmäßigerweise des Katodenverstärkers. Die von *Sadowski & Co.* hergestellte Katodenstufe „KS 41“ benutzt eine EF 80 in Triodenschaltung. Durch Aufteilung des Katodenwiderstandes erreicht man, daß bei einer maximalen Verstärkung von 0,92 die Gegenkopplung noch ausreicht, um die Spannungsverstärkung

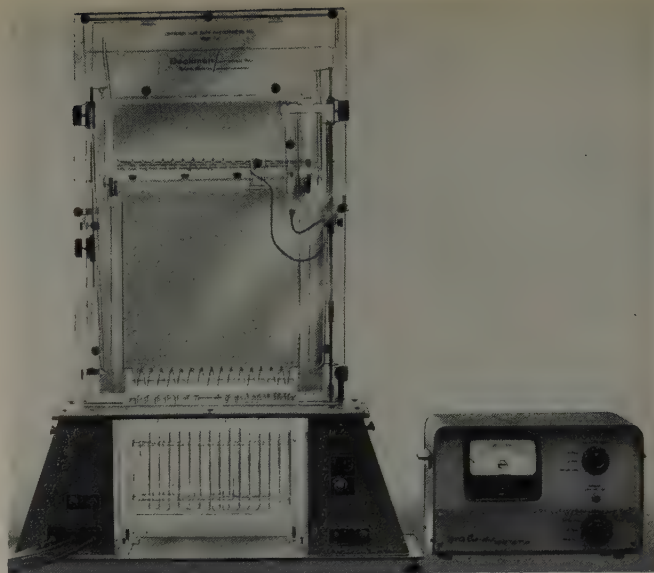
der Katodenstufe von Änderungen der Röhrendaten praktisch unabhängig zu machen. Der Eingangswiderstand ist $\geq 1 \text{ MOhm}$, die Eingangskapazität $\leq 15 \text{ pF}$. Die maximal zulässige Eingangsspannung ist bei Arbeitswiderständen von $\geq 10 \text{ kOhm}$, 5 kOhm und 600 Ohm 20 V beziehungsweise 15 V beziehungsweise 5 V. Der Frequenzbereich (Abfall 0,5 dB) umfaßt bei 10 kOhm Außenwiderstand und $\leq 20 \text{ pF}$ Ausgangskapazität 30 Hz ... 1,5 MHz beziehungsweise bei 3 dB Abfall 30 Hz ... 10 MHz. Es ist möglich, durch Reihenresonanz des Auskoppelkondensators mit der Primärwicklung des Transformators die tiefen Frequenzen anzuheben. Auf diese Weise lassen sich bis zu Frequenzen von etwa 10000 Hz Verstärkungen von 4...7 erreichen.

Elektronische Geräte für den Wassersport

Auf der *National Motorboat Show* in New York stellten 20 Firmen aus der elektronischen Industrie ihre Erzeugnisse aus. *Pearce-Simpson* und *Applied Electronics* führten zwei Funksprechgeräte vor, deren Preis unter 300 \$ liegt (HF-Leistung etwa 15 W). Beide Geräte haben vorabgestimmte Sender mit Kristallsteuerung und lassen sich leicht ohne Spezialwerkzeug einbauen. Man erwartet, daß während der nächsten 5 Jahre die Mehrzahl aller Sport-Motorboote mit einer Funksprechanlage ausgerüstet wird.

Weiterhin besteht großes Interesse an preisgünstigen Selbststeuergeräten und an Tiefenmeßgeräten, die sich auch zum Orten von Fischschwärmen benutzen lassen. *Wilfred O. White & Sons* zeigte ein nur mit Transistoren bestücktes Selbststeuergerät zum Preise von 397,50 \$. Man schätzt den Bedarf für die nächsten Jahre auf 50000 bis 100000 Geräte; der Bedarf an Tiefenmeßgeräten soll noch größer sein.

Ebenfalls großes Interesse besteht an billigen Zielfahrtgeräten, die sich in Form von Kofferempfängern für den Wassersport und auch für die Sportfliegerei verwenden lassen. Ein noch ungelöstes Problem ist ein Radargerät mit einer Reichweite von etwa 1 Seemeile, das aber nur wenige 100 \$ kosten darf.



Neues Gerät zur kontinuierlichen Papierelektrophorese

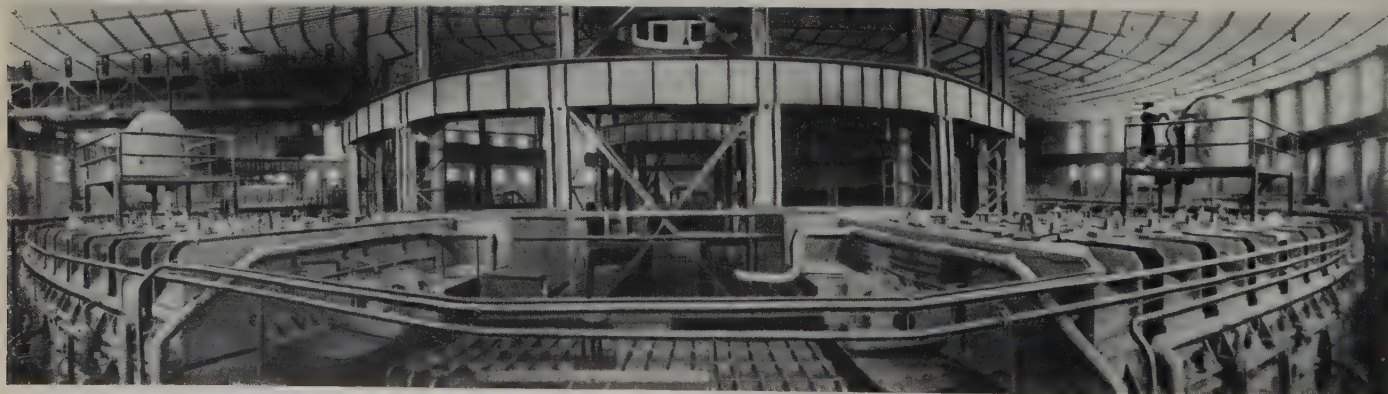
Das kontinuierlich arbeitende Spincopapierelektrophoresegerät Modell „CP“ der *Beckman Instruments GmbH*, München, gestattet die Trennung von polaren Verbindungen jeder Art, insbesondere von Eiweißstoffen, aber auch von Farbstoffen und deren Zwischenprodukten. In speziellen Fällen lassen sich auch nicht-polare Substanzen trennen. Weitere Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich beim Verfolgen organischer Reaktionsabläufe und in der Serumforschung. Das neue Gerät erlaubt den Durchsatz von bis zu 500 mg gelöster Substanz während 24 Stunden bei gleichzeitig optimaler Auflösung. Die interessante Konstruktion verhindert das Vordringen etwaiger Umsetzungsprodukte von den Elektroden zum Papierblatt.

Zunehmende Bedeutung der Flugsimulatoren

Einen Vertrag im Wert von 1,8 Millionen \$ für Flugsimulatoren schloß kürzlich die *ERCO Division* der *ACF Industries* mit den *American Airlines* ab. Einer der Simulatoren ist für die „Lockheed Electra“, der andere für die „Boeing 707“ bestimmt. *ERCO* stellt bereits seit längerer Zeit Flugsimulatoren für Militärflugzeuge her und hofft, Anfang 1958 auch diese kommerziellen Ausführungen ausliefern zu können.

Synchrophasotron

Im Institut für Kernprobleme bei der Akademie der Wissenschaften der UdSSR in Dubna bei Moskau arbeitet seit dem Herbst 1956 das zur Zeit größte Synchrophasotron, mit dem es schon bei der Inbetriebnahme gelang, Protonen auf eine Geschwindigkeit von 9 Milliarden Elektronenvolt zu beschleunigen. Zum Bau dieses Gerätes, das über 56 m Durchmesser hat, wurden 36000 t Metall benötigt. Die Bedienung erfolgt über eine zentrale Schaltanlage, die sich in einem großen, zwei Stockwerke hohen Saal in einigen hundert Metern Abstand befindet. Russische Wissenschaftler arbeiten an der Weiterentwicklung des Synchrophasotrons und hoffen, in Kürze Beschleunigungen bis auf 10 Milliarden Elektronenvolt zu erreichen.



Gesamtansicht des Synchrophasotron der Akademie der Wissenschaften der UdSSR in Dubna bei Moskau

AUS INDUSTRIE UND TECHNIK

Allgemeine Benennungen in der Akustik

Unter diesem Titel liegt als DIN 1320 ein Norm-Entwurf vor. Einsprüche und Änderungsvorschläge sind bis zum 30. September 1957 an die Geschäftsstelle des Ausschusses für Einheiten und Formelgrößen (AEF) im DNA, Berlin W 15, Uhlandstraße 175, zu richten.

Leipziger Herbstmesse

Die vom 1. bis 8. September 1957 stattfindende Leipziger Herbstmesse wird auf mehr als 100000 m² Messestandfläche Aussteller aus über 20 Ländern vereinigen. Das Angebot umfaßt alle Zweige der Gebrauchs- und Verbrauchsgüterindustrie einschließlich Kraftfahrzeuge, Rundfunk- und Fernsehtechnik, Feinmechanik und optische Erzeugnisse. Firmen aus der Bundesrepublik Deutschland sind in fast allen Messegruppen vertreten.

Studium der amerikanischen Elektroindustrie

Der Wirtschaftsdienst Studienreisen der *Hapag-Lloyd*-Organisation hat die Vorbereitung einer Reise zum Studium des Managements und der technischen Ausrüstung in Mittel- und Großbetrieben der amerikanischen Elektroindustrie in der Zeit vom 17. November bis 7. Dezember 1957 übernommen. Der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) steht bei der Vorbereitung beratend zur Seite. Anmeldungen sind an den Wirtschaftsdienst Studienreisen, Frankfurt a. M., Kaiserstraße 14, zu richten, wo auch Programmübersichten erhältlich sind. Auskünfte erteilt auch die Presse- und Informationsabteilung des ZVEI, Frankfurt a. M., Am Hauptbahnhof 12.

Geschäftsbericht 1956 der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Die *N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken*, Eindhoven, bringt ihren Geschäftsbericht auch für 1956 wieder in deutscher Sprache heraus. U. a. nennt die repräsentative Druckschrift mit 72 Textseiten (DIN A 4) folgende Werte: Umsatzanstieg gegenüber dem Vorjahr 18%, Gewinn (vor Steuerabzug) 313 Millionen Gulden, Dividende der Stammaktien 14%. Im Kapitel „Wissenschaftliche Forschung“ findet sich eine Feststellung, die zeigt, daß nicht nur hierzulande der Mangel an qualifizierten Fachleuten mehr und mehr zutage tritt: „Das fortgesetzte Wachstum unseres Betriebes macht eine ständige Verstärkung des wissenschaftlichen Mitarbeiterstabes erforderlich. Die notwendige Anwerbung von Physikern, Chemikern, Ingenieuren, Assistenten und Fachkräften ist ein Problem, das in allen Ländern, vor allem aber in den Niederlanden, ständig größte Beachtung findet und gleichzeitig mit Besorgnis betrachtet wird. Mehr und mehr wird das Tempo dieser Personalverstärkung und damit die weitere Industrialisierung in den einzelnen Ländern abhängig vom Potential der vorhandenen Unterrichtsstätten (Hochschulen, Höhere Technische Lehranstalten und Fachschulen). Die Frage drängt sich auf, ob dies vor allem in den Niederlanden nicht zu einer ersten Behinderung der industriellen Entwicklung führen wird.“

Kapitalerhöhung der Schorch-Werke AG

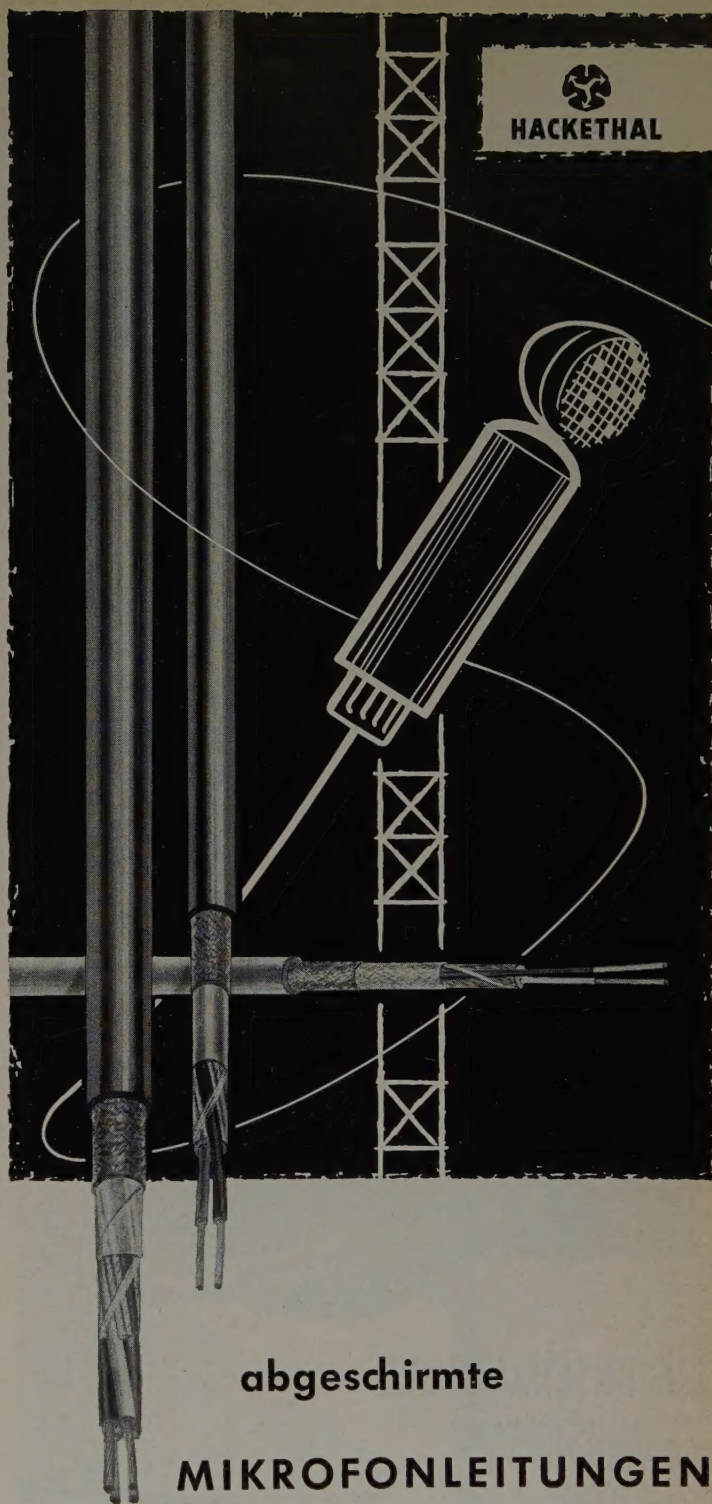
Die Hauptversammlung der *Schorch-Werke AG*, Rheydt, beschloß am 27. Mai 1957, das Kapital von 10 auf 12 Millionen DM zu erhöhen. Die Kapitalerhöhung der genannten Firma, die zur Conti-Elektro-Gruppe gehört, deren Unternehmen im Besitz der *Deutschen Continental-Gas-Gesellschaft* sind, dient der Durchführung weitgehender Rationalisierungsmaßnahmen und der Erweiterung der Produktionsstätten.

Kapitalerhöhung bei Telefunken

Um der Vergrößerung des Geschäftsvolumens bei der *Telefunken GmbH* eine breitere Basis zu geben, erhöhte die *AEG*, alleinige Besitzerin der Geschäftsanteile, durch Bareinzahlung das Stammkapital um 15 Millionen DM auf 65 Millionen DM.

Vielfach-Meßgerät „Testavo 1“

Das Vielfach-Meßgerät „Testavo 1“ (*J. Neuberger*, München 25) hat 57 Meßbereiche und ist für Gleichspannungsmessungen (0...1200 V), Wechselspannungsmessungen (0...1200 V), Gleichstrommessungen (0...1200 mA), Wechselstrommessungen (0...1200 mA) sowie für Widerstandsmessungen bis 10 M Ω geeignet. Zum Anschluß an handelsübliche Nebenwiderstände ist das Meßwerk (60 mV, 30 μ A) auch direkt zugänglich. Die 60teilige, spiegelunterlegte Skala hat 125 mm Bogenlänge. Die Umschaltung für Spannungs-, Strom- oder Widerstandsmessungen sowie auf Gleich- oder Wechselstrom erfolgt mittels Drucktasten, der Wechsel der Spannungs- und Strommeßbereiche mittels Präzisions-Drehschalter.



abgeschirmte

MIKROFONLEITUNGEN

für Rundfunk- und Tonfilmstudio,
als Lautsprecher-Anschlußleitungen,
zur Speisung und Steuerung
des Verstärkers,
als Steuerleitungen
in der Meß- und Regeltechnik

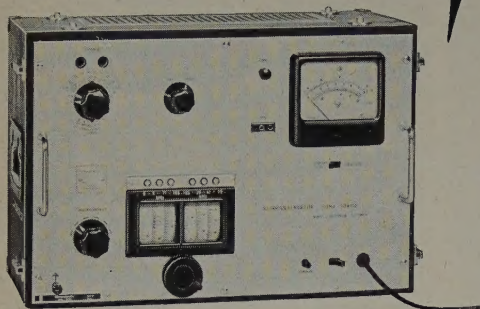
Auf Anfrage übersenden wir Ihnen gern unsere
Informationsschriften über alle Tonfrequenzleitungen

HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE
AKTIENGESellschaft · HANNOVER

Für Untersuchungen von Frequenzgemischen im Tonfrequenzgebiet wurde von uns ein

selektives Röhrenvoltmeter entwickelt und mit allen Eigenschaften, die für die genaue **Frequenzanalyse** erforderlich sind, ausgestattet.

Eindeutigkeit durch hochliegende ZF
Empfindlichkeit durch klirrarmen Eingang
Selektivität durch Mehrfachumsetzung
Stabilität durch starke Gegenkopplungen
Störfreiheit durch sorgfältigen Aufbau



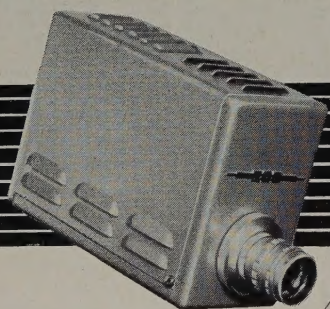
KLIRRANALYSATOR KLA-48

| | |
|----------------------------------|---------------------------------------|
| Frequenzbereich | 30 Hz ... 50 kHz |
| ablesbar . . . 8 μ V ... 8 V | Eingang . . . 100 k Ω 40 pF |
| Meßunsicherheit < 3% | Bandbreite $\pm 6/\pm 14$ Hz |
| Meßbare Klirrdämpfung | ≤ 70 db (0,03%) |

WANDEL u. GOLTERMANN

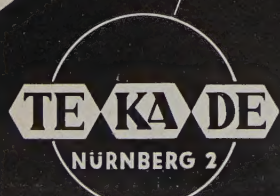
RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.

981/557



**FERNSEHANLAGEN
FUNKSPRECH-
GERÄTE**

Elektro
AKUSTIK



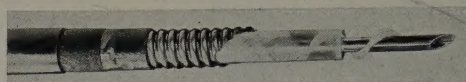
**DIODEN
TRANSISTOREN**

Elektrolytkondensatoren für erhöhte Ansprüche

Für Anwendung in der kommerziellen Nachrichtentechnik und in der industriellen Elektronik liefert *Siemens & Halske* Elektrolytkondensatoren, die den besonderen Anforderungen dieser Technik entsprechen. Die Liste Be I-2 unterrichtet über die physikalischen und technischen Besonderheiten dieser Kondensatoren, über Prüfverfahren und gibt darüber hinaus Hinweise für die Auswahl der richtigen Typen bei der jeweiligen Aufgabenstellung. Die wichtigsten technischen Daten sind in Tabellen übersichtlich zusammengestellt.

Hochfrequenzkabel mit erhöhter Temperaturbeständigkeit

Die höchstzulässige Dauertemperatur in einem Kabel ist durch die Wärmebeständigkeit der verwendeten Isolierstoffe gegeben und liegt bei den in der HF-Technik üblichen Werkstoffen bei etwa 70°C. Durch Verwendung neuartiger Kunststoffe ist es der *Hackethal-Draht- und Kabel-Werke AG* gelungen, ein Koaxial-HF-Wellmantelkabel zu schaffen, das mit Sicher-



heit Dauertemperaturen von 90°C am Innenleiter standhält, ohne daß die elektrischen Eigenschaften beeinflußt werden. Kurzzeitig sind Temperaturen bis zu 105°C zulässig. Diese Kabel sind damit in der Lage, eine etwa 20% höhere Leistung zu übertragen als gleich große Kabel mit den üblichen Isolierstoffen.

Fassungen für gedruckte Schaltungen

Zur Verwendung in gedruckten Schaltungen hat die *Valvo GmbH* eine neue Reihe von Röhrenfassungen mit zunächst 6 Typen entwickelt: für Miniaturröhren zwei Kunstharz-Fassungen mit und ohne Innenabschirmung, für Rimlockröhren eine Keramik-Fassung ohne Innenabschirmung und für Oktalröhren eine Keramik-Fassung.

Subminiatur-Triode EC 71

Für Oszillatorschaltungen bis zu 500 MHz und zur Bestückung von HF- oder NF-Stufen hat *Valvo* die neue Subminiatur-Triode EC 71 in das Fertigungsprogramm aufgenommen. Sie kann im allgemeinen den älteren Typ EC 70 ersetzen, jedoch sind dabei die abweichende Sockelschaltung und die Grenzdaten der EC 71 zu beachten.

Wegen der hohen Kolbentemperatur ist in jedem Fall die Verwendung der Kühlklemme „ZE 1100“ notwendig, mit der die Röhre am Chassis gehalten und Wärme vom Kolben abgeleitet wird.

HF-Triode 5718

Als ersten Typ einer neuen Reihe indirekt geheizter Subminiaturröhren hat *Valvo* in der Blauen Reihe die 5718 herausgebracht, eine hochwertige Oszillatorröhre mit einer Grenzfrequenz von 1000 MHz, die hauptsächlich für kommerzielle Anlagen geeignet ist. Die neue Röhre ist der amerikanischen Röhre gleicher Typenbezeichnung exakt äquivalent. Zur 5718 wird die Metallklemme „ZE 1100“ geliefert, mit der die Röhre gehalten und Wärme an das Chassis abgeführt wird.

Intronik-Röhren

„Intronik-Röhren“ nennt *Siemens* die für das Gebiet der industriellen Elektronik entwickelten Röhren. Zunächst sind einige Typen vorgesehen, die bezüglich ihrer Kenndaten und Abmessungen weitgehend mit den entsprechenden Rundfunk- oder Fernschröhren übereinstimmen. Das anlaufende Typenprogramm umfaßt zunächst folgende Intronik-Röhren: AA 91 E, CC 81 E, CC 82 E, CC 86 E sowie die gasgefüllten Röhren ST 80 T, ST 90 K, ST 91 K und ST 92 K.

Spannungsreferenzröhre SR 4

Die *Cerberus GmbH*, Bad Ragaz (Deutsche Vertretung: *A. Neye*, Frankfurt a. M.), hat die Reihe der Präzisions-Stabilisierungsröhren um die Spannungsreferenzröhre SR 4, einen Subminiaturtyp zum Einlöten, erweitert.

Thyratron PL 6011

Das neue Thyratron *Valvo* PL 6011 ist wegen seiner Edelgasfüllung besonders für hohe Spitzenströme und unter anderem auch zur Zündung von Ignitronröhren geeignet. Der mittlere Anodenstrom ist 2,5 A, der

Spitzenstrom 30 A. Bemerkenswert ist, daß bei gelöschter Röhre bis zu einer Anodenspannung von 900 V eine negative Gitterspannung von 400 angelegt werden darf; für höhere Anodenspannungen sind 300 V zugelassen. Die PL 6011 ist dem amerikanischen Typ C 3 J A äquivalent, überschreitet jedoch teilweise dessen Daten.

Leistungs-Schaltröhre mit Kaltkatode

Den Prototyp einer Leistungs-Schaltröhre mit Kaltkatode zeigte die *Cerberus GmbH*, Bad Ragaz (Deutsche Vertretung: *Alfred Neye*, Frankfurt a. M.), erstmalig in Deutschland. Mit dieser Röhre werden die Vorteile der Kaltkatode auch dem Bereich hoher Schaltleistungen dienstbar gemacht. Die neue Röhre ist besonders als Ignitron-Zündröhre gedacht, bietet aber daneben auch für viele Schaltaufgaben in der Starkstromtechnik Vorteile.



Technische Daten

| | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| Betriebsspannung | 400...500 V _~ |
| Anoden-Dauerstrom | 1...2 A |
| Anoden-Spitzenstrom | ≈ 50 A |
| Spannungsabfall der gezündeten Röhre | < 20 V |

Diese Röhre ist etwa ab Mitte des Jahres lieferbar, ein Wechselstromtyp für 380 V_~ in Vorbereitung.

Thyratron PL 6574

Ein neues Edelgasthyratron, das vor allem zur Betätigung größerer Relais oder Schütze geeignet ist, brachte die *Valvo GmbH* jetzt als Typ PL 6574 heraus. Dieses 300-mA-Thyratron hat die gleichen günstigen Eigenschaften wie die PL 21 und ist auch diesem Thyratron in Aufbau und Daten in vielen Punkten gleich. Bemerkenswert ist der im Vergleich zur PL 21 nur um etwa 50% höhere Heizstrom bei dreifacher Schaltleistung des neuen Thyratrons. Der relativ hohe Spitzenstrom von 2 A macht die PL 6574 für ihre Aufgaben als Schaltröhre besonders geeignet.

Sendetrioden TBL 6/20 und TBW 6/20

Die neuen Sendetrioden TBL 6/20 (mit Luftkühlung) und TBW 6/20 (mit Wasserkühlung) der *Valvo GmbH* zur Verwendung in UKW- und Fernseh-Sendern haben koaxialen Systemaufbau. Sie geben in der Betriebseinstellung als Klasse-B-Verstärker für Fernsehsender eine HF-Ausgangsleistung von 17 kW im Frequenzbereich 48...75 MHz und von 14 kW im Bereich 170...220 MHz ab.

Sendetetrode QBL 4/800

Die Sendetetrode *Valvo* QBL 4/800 entspricht dem amerikanischen Typ 4 X 500 A und gibt bei Frequenzen bis 120 MHz in der Einstellung Klasse-C-Telegrafie (FM) bei 4 kV Anodenspannung 930 W HF-Leistung ab.

Katodenstrahlröhre DG 13-32

Seit kurzem liefert die *Valvo GmbH* die dem amerikanischen Typ 5 UP 1 äquivalente Katodenstrahlröhre DG 13-32. Für die mit einem 4-W-Heizer ausgerüstete Röhre sind maximal 2,5 kV Beschleunigungsspannung zugelassen. Die DG 13-32 hat keine Nachbeschleunigung und deshalb eine gute Ablenkempfindlichkeit: Meßplatten etwa 0,48 mm/V bei 2 kV Beschleunigungsspannung.

Neuer Punktgleichrichter

Der neue Punktgleichrichter von *Siemens & Halske* ist nur 6×6×4 mm groß und wiegt etwa 1 g. Er wird mit einer, zwei oder drei Selentabletten von 5 mm Durchmesser in Einweg-, Verdoppler- und Mittelpunktschaltung hergestellt. Dem Punktgleichrichter können Ströme von 40, 25 oder 20 mA entnommen werden. Die Sperrspannung je Tablette ist 25 V. Die Kapazitätswerte liegen je nach Spannung in Sperrichtung zwischen 6000 pF bei 0 V und 1200 pF bei 10 V je Tablette. Wegen seines geringen Gewichts kann der Punktgleichrichter frei in den Leitungszug eingelötet werden; ebenso ist er wegen seiner geringen Abmessungen für gedruckte Schaltungen geeignet. Das günstige Verhältnis zwischen Sperr- und Durchlaßwiderstand macht ihn auch für die Sättigungswinkelsteuerung in Magnetverstärkern kleiner Leistung verwendbar.

Mitteilung!

Wir gestatten uns mitzuteilen, daß wir mit sofortiger Wirkung nunmehr auch den **Allein-Vertrieb**

Elektronischer Artikel

aus dem Herstellungsprogramm der

SYLVANIA (U.S.A.)

für die Bundesrepublik und West-Berlin
übernommen haben.

Unter anderem: Radio-Sende und Empfängerröhren
Spezialröhren • Transistoren •
Strobostrons • Klystrons • Zählröhren
Glühmodulatoren • Subminiaturröhren
Mikrowellenröhren • Germanium- und
Silizium-Dioden (Kristall-Dioden) •
Magnetrons • Gasentladungsröhren
Fotzellenröhren • T.R.- und A.T.R.-
Röhren • Kathodenstrahl-Röhren.

Interessenten bitten wir um ihre Anfrage. Entsprechende Unterlagen
und Angebote stellen wir gern zur Verfügung.



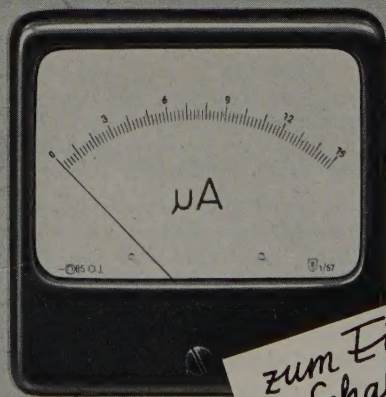
Vauka-HANNOVER

GESELLSCHAFT FÜR ELEKTRO-IM- UND EXPORT M. B. H.

ABTEILUNG „ELEKTRONIK“

Leisewitzstraße 1 • Fernsprecher 22051/52

ELEKTRISCHE MESSINSTRUMENTE



*zum Einbau
in Schalttafeln
und Geräte*

WEIGAND
ERLANGEN / BAYERN

**GROSSE
DEUTSCHE**

RUNDFUNK-FERNSEH- PHONO-AUSSTELLUNG FRANKFURT-MAIN

**2.-11.
AUGUST
1957**

**Händlertage:
5.8., 7.8., 9.8., 10. – 13 Uhr**

**50 000,- DM - Besucher - Preisausschreiben
Tägliche Starparade von Funk und Fernsehen**



Transistor GFT 32 mit verbesserten Daten

TeKaDe hat die Daten des GFT 32 verbessert, so daß sich jetzt eine höhere Sprechleistung und eine größere Stromaussteuerbarkeit bei kleinerem Steuerleistungsbedarf ergeben.

Grenzdaten

| | | |
|---------------------------|----------|---------------|
| Kollektorbetriebsspannung | U_c | max. — 7,5 V |
| Kollektorspitzenspannung | U_{cp} | max. — 15 V |
| Kollektorspitzenstrom | I_{cp} | max. — 450 mA |
| Kollektorverlustleistung | N_c | max. 150 mW |

In Gegentakt-AB-Schaltung ergibt sich beispielsweise für 6 V Batteriespannung und 2 × 5 mA Kollektorruhestrom bei 10% Klirrfaktor eine Ausgangsleistung von 750 mW bei einer Leistungsverstärkung von 35 dB.

Leistungstransistoren OC 30 und OC 16

Der neue *pnp*-Flächentransistor OC 30 der Valvo GmbH ist für die Bestückung von Endstufen mittlerer Leistung bestimmt. Bei 6 V Betriebsspannung ergeben sich im A-Betrieb 0,7 W Ausgangsleistung, im Gegentakt-B-Betrieb 2,8 W. Außerdem läßt sich der OC 30 als Treiber für Hochleistungs-Endstufen mit 2 OC 16 im Gegentakt-B-Betrieb verwenden. Darüber hinaus ergeben sich zahlreiche weitere Anwendungsmöglichkeiten, beispielsweise auf dem Gebiet der elektronischen Steuerungs- und Regelungstechnik sowie als Schalter.

Der Transistor OC 16 der Valvo GmbH ist besonders für die Bestückung leistungsfähiger Endstufen, z. B. in Autoempfängern, geeignet. Für Gegentakt-B-Schaltungen ist er gepaart als 2 OC 16 lieferbar.

UHF-Mischdiode OA 21

Zur Verwendung in Fernsehgeräten für Band IV und V liefert TeKaDe die UHF-Mischdiode OA 21, die für Frequenzen bis 1000 MHz geeignet ist. Bei 900 MHz ist der maximale Rauschfaktor $F = 10$ dB. Der Eingangswiderstand für UHF ist 50 — j 100 Ohm, die Spitzensperrspannung 2 V.

NEUE BÜCHER

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, IV. Band

Herausgegeben von K. Kretzer. Berlin-Borsigwalde 1957, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 826 Seiten mit 769 Bildern. 11 × 16 cm. Preis in Ganzleinen gebunden 17,50 DM.

Die ersten drei Bände sind in dem relativ kurzen Zeitraum seit ihrem Erscheinen bereits im In- und Ausland zu einem weitverbreiteten Standardwerk geworden. Bekannte Fachleute berichten darin sowohl über die Grundlagen ihres speziellen Arbeitsgebietes als auch über die seit Herausgabe des jeweils vorangegangenen Bandes erreichten neuen wissenschaftlichen Erkenntnisse und technischen Fortschritte. Dieser zweckmäßigen Mischung von Theorie und Praxis ist der für ein Sammelwerk dieser Art ungewöhnlich große Erfolg zuzuschreiben.

Auch für die im sechsten erschienenen IV. Band behandelten Themen konnte der Herausgeber namhafte Mitarbeiter gewinnen. Neben Beiträgen, die die Fortsetzung einiger in den ersten drei Bänden behandelten Themen darstellen, stehen andere Referate, die notwendig gewordene Ergänzungen zu den in den letzten Jahren in den Vordergrund gerückten aktuellen technischen Fragen sind oder der Abrundung des Gesamtgebietes dienen. Aus dieser Gruppe seien beispielsweise die Abschnitte „Informationstheorie“ (20 S.; Bearbeiter: F. A. Fischer), „Meteorologische Anwendungen der Nachrichtentechnik“ (36 S.; Bearbeiter: H. G. Müller), „Die Elektronik in der Steuerungs- und Regelungstechnik“ (88 S.; Bearbeiter: H. Brungsberg und G. Weitner), „Theorie und Technik elektronischer digitaler Rechenautomaten“ (74 S.; Bearbeiter: W. Anacker) sowie „Vakuumtechnik“ (66 S.; Bearbeiter: H.-G. Nöller) erwähnt. Speziell über den Fortschritt der Technik berichten die Abschnitte „Bauelemente der Nachrichtentechnik“ (96 S.; Bearbeiter: D. Gravenhorst, B. Donati und E. Ginsberg), „Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhre“ (96 S.; Bearbeiter: D. Hopf), „Verstärkertechnik“ (98 S.; Bearbeiter: H. Friedrich), „Moderne AM-FM-Empfangstechnik“ (72 S.; Bearbeiter: W. Sparbier), „Elektroakustik und Tonfilmtechnik“ (52 S.; Bearbeiter: H. Petzoldt) und „Planungsgrundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen“ (60 S.; Bearbeiter: H.-J. Fründt).

Mit diesem vielseitigen Inhalt schließt sich der IV. Band seinen Vorgängern würdig an. Auch er wird wieder allen Fachleuten, dem Wissenschaftler und Ingenieure ebenso wie dem Praktiker und Studierenden, ein wertvoller Ratgeber und ein stets gern zur Hand genommenes Nachschlagewerk werden, das auf die bei der täglichen Arbeit im Labor und in der Praxis auftretenden vielfältigen Fragen Auskunft gibt und durch ausführliche Angaben über das einschlägige Schrifttum das tiefere Eindringen in Spezialprobleme wesentlich erleichtert.

Gesucht sofort

Schwachstrom-Ingenieur

für interessante Tätigkeit auf dem Gebiet
der elektroakustischen Meßtechnik und
Elektronik.

Vergütung nach TO. A.

Bewerber mit langjähriger Erfahrung auf
diesem Gebiet werden gebeten, ihre voll-
ständigen Unterlagen einzusenden an

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

Braunschweig, Bundesallee 100